

Сибирский поляризационный семинар СибПол 2004

**7 – 9 сентября 2004 г.
Сургут, Россия**

Доклады



20041208 263

Copyright 2004 held by Tomsk State University of Control Systems
and Radioelectronics and Surgut State University.
Available from: Tomsk State University of Control Systems and
Radioelectronics, Kobzev, A. V. P 039. Tanovitsky, Y. N. P 039
The Department of Defense has permission to use for government
purposes only. All other rights are reserved by the copyright holder.

REPORT DOCUMENTATION PAGE			Form Approved OMB No. 0704-0188	
Public reporting burden for this collection of information is estimated to average 1 hour per response, including the time for reviewing instructions, searching existing data sources, gathering and maintaining the data needed, and completing and reviewing the collection of information. Send comments regarding this burden estimate or any other aspect of this collection of information, including suggestions for reducing this burden to Washington Headquarters Services, Directorate for Information Operations and Reports, 1215 Jefferson Davis Highway, Suite 1204, Arlington, VA 22202-4302, and to the Office of Management and Budget, Paperwork Reduction Project (0704-0188), Washington, DC 20503.				
1. AGENCY USE ONLY (Leave blank)		2. REPORT DATE 1 November 2004		3. REPORT TYPE AND DATES COVERED Conference Proceedings, 18 May 2004
4. TITLE AND SUBTITLE Third Siberian Polarization Workshop 2004 (Sibpol 2004)				5. FUNDING NUMBERS FA8655-04-1-5101
6. AUTHOR(S) Conference Committee				
7. PERFORMING ORGANIZATION NAME(S) AND ADDRESS(ES) Delft University of Technology Mekelweg 4 Delft 2628CD The Netherlands				8. Performing Organization Report Number
9. SPONSORING/MONITORING AGENCY NAME(S) AND ADDRESS(ES) EOARD PSC 802 Box 14 FPO 09499-0014				10. SPONSORING/MONITORING AGENCY REPORT NUMBER CSP 04-5101
11. SUPPLEMENTARY NOTES Volume 5, ISBN 83-917681-5-5 Copyright 2004 Wydział ETI Politechniki Gdanskiej Gdansk. Available from: Wydział ETI Politechniki Gdanskiej, Gdansk. The Department of Defense has permission to use for government purposes only. All other rights are reserved by the copyright holder.				
12a. DISTRIBUTION/AVAILABILITY STATEMENT Approved for public release; distribution is unlimited. (approval given by local Public Affairs Office)				12b. DISTRIBUTION CODE A
ABSTRACT (Maximum 200 words) The Final Proceedings for Third Siberian Polarization Workshop 2004 (Sibpol 2004), 7-9 September 2004 <ul style="list-style-type: none"> - Polarization of EM waves at reflection and scattering by complex objects - Vector processing of optical signals - Polarization characteristics of signals in radar, radionavigation and communication systems - Polarization radar 				
14. SUBJECT TERMS EOARD, Electromagnetics, Radio propagation				15. NUMBER OF PAGES 249
16. SECURITY CLASSIFICATION OF: a. Report UNCLASSIFIED b. Abstract UNCLASSIFIED c. This page UNCLASSIFIED		17. LIMITATIONS OF ABSTRACT UNCLASSIFIED		18a. NAME OF RESPONSIBLE PERSON Michael KJ Milligan, Lt. Col, USAF 18b. TELEPHONE NUMBER (include area code) +44 (0)20 7514 4955

**Сибирский поляризационный
семинар
СибПол 2004**

**7 - 9 сентября 2004 г.
Сургут, Россия**

Доклады

Семинар организован при поддержке

**Сургутского государственного университета
Томского государственного университета систем
управления и радиоэлектроники
Делфтского университета технологии
Европейского офиса аэрокосмических
научно-исследовательских работ**

**Siberian Polarization
Workshop
SibPol 2004**

**7 - 9 September 2004
Surgut, Russia**

Proceedings

The Workshop is organised and sponsored by

**Surgut State University
Tomsk State University of Control Systems
and Radioelectronics
Delft University of Technology
European Office of Aerospace R&D**

AQ F05-02-0371

20041208263

УДК 621.396.96

Доклады печатаются по авторским текстам

Техническая редакция: Шарьгин Г.С., Карнышев В.И.
Перевод: Шарьгина Л.И., Носов Д.М., Карнышев В.И.
Верстка макета: Карнышев В.И.

ISBN 5-86889-201-1

© Томский университет систем
управления и радиозлектроники, 2004
© Сургутский государственный
университет, 2004



Организаторы и спонсоры
Третьего Сибирского поляризационного семинара
СибПол 2004



Сургутский государственный университет
Сургут, Россия



Томский государственный университет
систем управления и радиоэлектроники
Томск, Россия



Делфтский университет технологии
Делфт, Нидерланды



Европейский офис аэрокосмических научно-
исследовательских работ
Лондон, Великобритания



Международный исследовательский центр
телекоммуникаций, излучения и
радиолокации (TUDelft)
Делфт, Нидерланды



НИИ радиотехнических систем (ТУСУР)
Томск, Россия



*Уважаемые коллеги,
участники 3-го Сибирского
поляризационного семинара
СибПол 2004!*

Я рад приветствовать столь широко представленную научную общественность здесь, в стенах Сургутского государственного университета. Как ректору университета мне приятно осознавать, что организация такого представительного научного форума на базе нашего университета является признанием достижений нашего молодого университета в научной области.

Сургутскому университету всего 11 лет. За этот короткий промежуток времени, я думаю, что нам удалось создать в университете творческую атмосферу, неотъемлемым компонентом которой являются научные исследования.

Тематика семинара мне, физику-теоретику, близка и понятна. Исследование векторной природы электромагнитного поля и возможности использования различных проявлений векторных свойств поля для решения прикладных задач – несомненно актуальное научное направление. Создаваемые на базе этих исследований приборы и системы дистанционного зондирования окружающей среды особенно необходимы при освоении и устройстве комфортных условий жизни в таких районах, как наша необъятная Сибирь.

*Dear colleagues,
participants of the 3rd
Siberian Polarization
Workshop SibPol 2004!*

It's my pleasure to welcome the members of the scientific society here, in the Surgut State University. Being the Rector of the University I am glad and proud, that organization of such a representative scientific forum on the basis of our young University is the recognition of our achievements in research.

The Surgut University is only 11 years old. During such a short period we managed to build up the creative climate, compulsory part of which is the scientific research.

I myself study theoretical physics and the subject of the workshop is understandable and dear to me. Investigation of the electromagnetic field vector nature and possibility to utilize these vector properties while solving some applied problems is the issue of the day. Devices and systems built using the results of this investigations and used to sound the environment are especially needed to make life comfortable in such vast areas as Siberia.

Мне особенно приятно приветствовать наших дорогих гостей, не пожалевших усилий и средств на преодоление больших расстояний и границ, для того чтобы посетить наши суровые, но очень гостеприимные места. Надеюсь, в вашей памяти останутся незабываемые впечатления о встречах и плодотворной работе в городе Сургуте на Третьем сибирском поляризационном семинаре.

Успехов вам и творческих удач!

*Ректор СурГУ,
профессор,
академик МАИ и ПАНИ
Г.И. Назин*

It is my special pleasure to welcome our dear guests, who spent a lot of efforts and means to overcome all difficulties and long distances to see our severe, but hospitable locality. I hope your memory would keep unforgettable impressions of meetings and productive activity in Surgut at the 3rd Siberian Polarization Workshop.

I wish you all the success and creative luck!

*Rector SurSU,
Professor,
Academician of IIA and PASA
G.I. Nazin*



Уважаемые коллеги!

Впервые Сибирский поляризационный семинар был проведен в Томском государственном университете систем управления и радиоэлектроники в 2000 году. На семинаре были представлены 7 докладов сотрудников ТУСУР, посвященные возможностям использования научного потенциала университета для решения актуальных задач поляризационной радиолокации.

Это небольшое научное мероприятие, в котором принял участие директор Международного исследовательского центра телекоммуникаций и радиолокации (IRCTR) Дельфтского университета технологии профессор Л.П. Литхарт, послужило толчком для организации длительного сотрудничества российских и голландских ученых. В короткий срок было заключено несколько международных контрактов, организован визит в Нидерланды ректора ТУСУР профессора А.В. Кобзева, подписано соглашение о создании в составе ТУСУР Сибирского филиала IRCTR.

Второй Сибирский поляризационный семинар был проведен в Томске в 2002 г. На нем обсуждались результаты исследований, связанных с проблемой одновременного измерения полных матриц рассеяния радиолокационных объектов. Работы, доложенные на семинаре, послужили основой предложений о разработке поляризационных

Dear colleagues!

Siberian Polarization Workshop first took place in 2000. It was organized by the Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics. Seven papers were presented by the people from TUCSR. The authors of these papers discussed the possibility to use the scientific potentials of the University in solving the important problems of polarization radars.

Prof. L. Ligthart, the Head of the International Research Centre of Telecommunication and Radar (IRCTR) took part in the first Workshop. This small scientific event gave start to the long living collaboration of the Russian and the Dutch scientists. During short period several international contracts were concluded, the Rector of TUCSR visited Delft University of Technology (the Netherlands); the agreement to organize the Siberian Branch of IRCTR in Tomsk at TUCSR was signed.

The Second Siberian Polarization Workshop took place also in Tomsk. Results of investigation devoted to the problems of simultaneous estimation of radar object's backscattering matrix were discussed there. The discussed results became the basis for the polarization radars of new generation meant

РЛС нового поколения для обнаружения и определения координат сложных нестабильных объектов природного и искусственного происхождения.

Третий поляризационный семинар проводится в молодом Сургутском государственном университете, быстрыми темпами наращивающем свой научно-технический потенциал. Тематика семинара значительно расширена. В программу включено около 40 докладов, в том числе доклады ведущих специалистов в области поляризационной радиолокации из США, Нидерландов, Украины, а также известных ученых этого направления из Москвы, Санкт-Петербурга, Томска, Красноярска. Ряд докладов с результатами оригинальных научных исследований представлен специалистами Сургутского государственного университета.

Программный комитет желает всем участникам семинара плодотворных контактов, успехов в научной деятельности, расширения научного взаимодействия и сотрудничества.

Профессор Г.С.Шарыгин
Председатель программного
комитета СибПол-2004
Научный руководитель НИИ РТС
ТУСУР

to detect and to measure coordinates of non-stable complex objects of natural and artificial origin.

The Third Siberian Polarization Workshop takes place here in Surgut at the rapidly developing University. The field of the problems meant to be discussed became much wider. 40 papers are included in the program, among them the papers of the leading scientists from the USA, the Netherlands and Ukraine as well as from Moscow, St. Petersburg, Tomsk and Krasnoyarsk. Several papers with the important results of the research were presented by the people from the Surgut State University.

The Program Committee wishes to everybody productive contacts, success in research, opportunity to widen scientific contacts and collaboration.

Professor G.S. Sharygin
SibPol-2004 Program
Committee Chairman
Research Director of RIRS
TUCSR

Научные исследования и научный потенциал Сургутского государственного университета

Н.Н. Бадулин¹, И.И. Плюснин²

Сургутский государственный университет,
626400, Сургут, Тюменской обл.,
ул. Энергетиков, 14
E-mail: ¹ bnn@mail.ru; ² pii@no.surgu.ru

Scientific Research and Potential of Surgut State University

N.N. Badulin¹, I.I. Pljusnin²

Surgut State University
Energetikov Str. 14, Surgut, 626400
E-mail: ¹ bnn@mail.ru; ² pii@no.surgu.ru

Сургутский государственный университет (СурГУ) является ядром системы высшего образования Ханты-Мансийского автономного округа. Обеспечение региона высококвалифицированными специалистами – главная задача университета. Важную роль играет университет и в удовлетворении потребностей округа в научных исследованиях.

Направления научных исследований определяются спецификой развития экономического потенциала районов Севера Сибири, ориентированных на добычу и переработку углеводородного сырья. Этой специфике сопутствует крайняя ранимость и неустойчивость природных экосистем Севера и необходимость обеспечения в этих условиях развития производства и обеспечения населения надлежащего уровня комфорта.

Научный потенциал университета, прежде всего, определяется его профессорско-преподавательским составом. В настоящее время в СурГУ работают 92 профессора, доктора наук и 195 доцентов, кандидатов наук. Возглавляет университет ректор Георгий Иванович Назин, профессор, академик МАИ и ПАНИ. В состав университета входят 10 факультетов:

1. факультет информационных технологий;
2. инженерно-физический факультет;
3. экономический факультет;
4. юридический факультет;
5. медицинский факультет;
6. биологический факультет;
7. факультет физической культуры;
8. факультет психологии;
9. факультет лингвистики;
10. исторический факультет.

Основная научно-исследовательская дея-

Surgut State University (SurSU) is the kernel of the Khanty-Mansy Autonomous Region Higher Education system. The main goal of the University is to provide highly qualified specialists for the region. The University also satisfies the region demands in research.

Directions of the research are defined by the character of the North Siberia development oriented on oil production. Oil production is connected with the danger to the natural ecology of the North and needed proper organization. The population also should be provided with needed comfort.

The high level of the research strongly depends on the University staff. At present 92 Professors and 192 Assistant Professors are working at the Surgut State University. The Head of the University is the Rector – Georgii Ivanovich Nazin – Professor and member of two Russian Academies. There are 10 faculties at the University:

1. faculty of Information Technology;
2. engineering-physical faculty;
3. economical faculty;
4. faculty of law;
5. medical faculty;
6. biological faculty;
7. faculty of physical training;
8. faculty of psychology;
9. faculty of linguistic;
10. history faculty.

46 chairs and 28 research department

тельность в СурГУ осуществляется на 46 кафедрах и в 28 научных подразделениях. Ведущими подразделениями являются:

1. научно-исследовательский институт природопользования и экологии Севера;
2. учебно-научный институт кибернетики, информатики и телекоммуникаций;
3. центр информационных технологий;
4. центр энергосберегающих технологий;
5. лаборатория математического моделирования;
6. лаборатория биокрибернетики и биофизики сложных систем;
7. лаборатория систем телекоммуникаций и мониторинга окружающей среды;
8. лаборатория радиофизических методов исследований;
9. лаборатория социологических исследований.

В университете открыта аспирантура по 35 специальностям, в которой в настоящее время обучаются 350 аспирантов. В частности, обучение осуществляется по следующим специальностям естественно-научного направления:

1. радиофизика;
2. системный анализ, управление и обработка информации;
3. математическое и программное обеспечение вычислительных машин, комплексов и компьютерных сетей;
4. методы и системы защиты информации, информационная безопасность.

Ученые СурГУ внимательно относятся к научно-техническим проблемам предприятий округа и выполняют ряд научно-исследовательских работ по заказам Администрации ХМАО-Югра и г. Сургута, а также ОАО «Газпром» (г. Москва), ОАО «Сургутнефтегаз», ООО «Сургутгазпром», ОАО «Тюменьэнерго», ОАО «Сургуттелекомсет».

В подразделениях университета в 2003 году выполнено научно-исследовательских работ на сумму 15 млн. руб.

В университете за короткое время была создана база для проведения научных исследований и ОКР с использованием лазерных технологий. В 2002 г. СурГУ вошел в Лазерную ассоциацию РФ, а в 2003 г. — в состав Европейского оптического общества (EOS). Основной костяк группы ученых этого направления состоит из высококвалифицированных специалистов, имеющих большой опыт работ в оборонных и академических НИИ Томска, Новосибирска и Тюмени. Воз-

carry on the research at the Surgut State University. The main departments of SurSU are the following

1. Research Institute of nature management and the North ecology;
2. Educational and research Institute of cybernetics, information and telecommunication;
3. Centre of information technology;
4. Centre of energy-efficient technology;
5. Laboratory of mathematical modelling;
6. Laboratory of biocybernetics and biophysics of complex systems;
7. Laboratory of telecommunication and environment monitoring;
8. Laboratory of radiophysical research methods;
9. Laboratory of sociological studies.

University provides postgraduate courses on 35 specialities. Nowadays there are 350 postgraduate students at the University. Some of the postgraduate courses are

1. Radiophysics;
2. Systems analysis, control and information processing;
3. Mathematical and software for PC, computing systems and networks.
4. Methods and systems of information protection, information safety.

The scientists of SurSU pay much attention to the demands of the region and do the research on the orders of HMAR-Jugra and Surgut city Administration, the firm «Gasprom» (Moscow) and the firms «Surgutneftegas», «Surgutgasprom», «Tumenenergo», «Surguttelecom».

In 2003 the University subdivisions earned 15 million Rubles through research.

During a short period the basis for research and design using laser technology was created at SurSU. In 2002 SurSU became a member of the Laser Association of Russia and in 2003 it became a member of the European Optic Society (EOS). The backbone of this research group is formed by the scientists, having experience of activity at research organizations in Tomsk, Novosibirsk and Tumen. The head of the group is the

главил работы доцент Плюснин И.И., научными руководителями стали д.ф.-м.н., профессор Табарин В.А., д.т.н., профессор Бадюлин Н.Н. и д.м.н., профессор Зуевский В.П. Группа ежегодно растет, в настоящее время она состоит из 27 ученых, 14 аспирантов и более 40 студентов. Исследования проводятся по нескольким направлениям с ориентацией на практическое использование конечного результата.

Первое направление: «Исследование и создание дистанционных лазерных средств».

Проводимые исследования возможности обнаружения утечек газа (метана) выявили особенности использования дистанционных лазерных средств (ДЛС) на вертолетах. Они были связаны с наличием высокого фона газа, специфичным характером подстилающей поверхности, ограничивающим чувствительность аппаратуры, и условиями полетов. Были разработаны новые требования к ДЛС. Одновременно приступили к модернизации имеющегося в Сургутгазпроме вертолетного лазерного локатора. Разработанный вертолетный локатор нового поколения «ЛУГ-1», основанный на использовании современных оптико-электронных устройств, цифровых методов обработки информации и информационных технологий, обладает высокими техническими характеристиками. Дополнительная (послеполетная) обработка информации на автоматизированном рабочем месте (АРМ локатора) с использованием фотоинформации, которая регистрируется локатором, позволила повысить достоверность результатов обследований газопроводов. В настоящее время по заказу ОАО «Газпром», г. Москва изготавливаются несколько экземпляров локатора «ЛУГ-1».

Второе направление: «Создание сети станций контроля состояния атмосферы (в основном, метанового фона)».

Станции, которые контролируют состояние фона метана и углекислого газа, начинают размещаться на территории ХМАО-Югра. Такие станции, кроме научных проблем, будут решать и практические задачи обнаружения района с повышенным фоном метана. Эта информация затем будет использоваться для более тщательного обследования района локатором ЛУГ-1. Работы ведутся совместно с учеными ИОА СО РАН (г. Томск), ИМБ РАН (г. Москва) и Центра глобальных исследований окружающей среды (Национального ин-

assistant professor I.I. Plusnin, the consultants are Prof. Tabarin V.A., Prof. Badulin N.N. and Prof. Zuevski V.P. The group includes 27 scientists, 14 post-graduates and more than 40 students. Research is done in different directions with orientation on practical utilization of the research results.

The first direction is «Investigation and design of remote sensing laser devices».

The investigation of gas (methane) leakage discovery showed peculiarities of the remote sensing laser devices (RSLD) usage on helicopters. These peculiarities are due to the high level of the gas background, specific nature of the underlying surface which limits the equipment sensitivity, and flight conditions. New demands to RSDL have been formulated. At the same time a helicopter laser radar, owned by «Surgutgasprom» was modernized. The designed helicopter laser radar of new generation «LUG-1», using modern optic electronic devices, new methods of digital signals processing and information technology, has high engineering characteristics. Additional (after flights) data processing in the radar work station, using photo-information registered by the radar, made the results of the gas pipelines tests more reliable. Several new stations («LUG-1») of this type are now in the process of manufacturing on the order of the «Gasprom» firm (Moscow).

The second direction is «Creation of atmosphere control stations network (to investigate mainly methane background)».

Stations controlling the methane and carbonic gas background are being installed in HMAR-Jugra area. Besides the scientific these stations are to solve the applied problems – to discover areas with higher methane background. The information would be further used for rigorous investigation using LUG-1. It is the joint project of the Institute of Atmosphere Optics SB RAS (Tomsk), the Academician Institute of Monitoring (Moscow) and the Centre of Global

ститута изучения окружающей среды, Цукуба, Япония).

Третье направление: **«Мониторинг высотных слоев атмосферы»**.

Это направление представляет чисто научный интерес, выполняется в рамках международной программы и финансируется Международным научно-техническим центром (МНТЦ). Работы посвящены исследованию аэрозольных полей и озона в верхних слоях атмосферы.

Четвертое направление: **«Лазерные технологии в медицине»**.

Учеными СурГУ совместно с учеными ТГУ (г. Томск) создана медицинская аппаратура для лечения раковых заболеваний. Исследования по созданию аппаратуры были поддержаны грантом Минпромнауки РФ, в настоящее время отрабатывается методика лечения рака в клиниках г. Сургута и г. Томска. Аппаратура готовится к сертификации.

Пятое направление: **«Поляризационные бистабильные оптические устройства»**.

Эти исследования направлены на создание электронных и оптических датчиков физических величин, логических элементов и элементов памяти вычислительных машин на базе поляризационно-бистабильных устройств. Проводятся теоретические и экспериментальные исследования особенностей проявления эффекта Фарадея для лазерного излучения в оптических элементах и возможности использования этого эффекта для создания сверхбыстродействующих логических элементов и датчиков.

Разработкой систем телекоммуникаций и бесконтактных методов зондирования окружающей среды с использованием электромагнитного излучения радиодиапазона занимается Проблемная лаборатория «Системы телекоммуникаций и мониторинга окружающей среды».

Лаборатория осуществляет научно-исследовательскую деятельность совместно с ведущими вузами и академическими институтами России: Санкт-Петербургским государственным университетом телекоммуникаций имени проф. М.А. Бонч-Бруевича, Томским государственным университетом, Томским государственным университетом систем управления и радиоэлектроники, Институтом оптического мониторинга ТФ СО РАН, Сибирским физико-техническим институтом при ТГУ и др.

Environment Investigation (Tsukuba, Japan).

The third direction: **«Monitoring of the atmosphere upper levels»**.

This is pure scientific direction. It is a part of the international program and is financed by the International Scientific Technical Centre (ISTC). Aerosol fields and ozone in the atmosphere high levels are investigated.

The fourth direction: **«Laser technologies in medicine»**.

Medical equipment for cancer treatment was designed by the joint efforts of SurSU and Tomsk State University. The activity was supported by Minpromnauki (Ministry of Industry and Science) of the Russian Federation. The equipment is now under test at hospitals in Tomsk and Surgut, it is prepared for certification.

The fifth direction: **«Polarization bi-stable optic devices»**.

The investigations were carried out to produce optical and electronic sensors of physical values, logical elements and elements of computer memory, using polarization bi-stable optic devices. Theoretical and experimental studies of Faraday effect peculiarities in case of laser illumination in optic elements were carried out in order to find the opportunity to use it in super fast logical elements and sensors.

The «Problem Laboratory of Telecommunication Systems and Environment Monitoring» develops telecommunication systems and noncontact methods of environment sounding using electromagnetic waves of RF band.

The Laboratory works in co-operation with such leading Universities and Academician Institutes of Russia as St. Petersburg State University of Telecommunications named after M.A. Bonch-Bruевич, Tomsk State University, Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics, Institute of Optical Monitoring SB RAS, Siberian Physical and Technical Institute at the TSU, and others.

- Основными задачами лаборатории являются:
- разработка и создание цифровых каналов связи для компьютерной сети СурГУ, города и округа, объединяющих подразделения университета и другие образовательные учреждения, и обеспечивающих доступ в Интернет через систему спутниковой связи;
 - разработка радиолокационных методов зондирования атмосферных образований и промышленных выбросов и исследование их возможностей при определении физических характеристик объектов зондирования;
 - экологический мониторинг загрязнения воздуха, воды и почвы территории округа;
 - разработка и создание датчиков физических параметров для нефтегазодобывающей промышленности;
 - разработка методов подповерхностного зондирования и создание на их основе действующих макетов георадаров для определения физических характеристик и регистрации координат объектов, находящихся под поверхностью земли.

Важным направлением исследований является оценка возможности использования поляризационных эффектов для решения стоящих перед лабораторией задач. В частности, разрабатываются дистанционные методы зондирования метеообразований и промышленных выбросов в атмосферу с помощью радиолокационных поляриметров. Основой для подобных разработок являются теоретические исследования характеристик рассеяния объемно распределенных целей и численные методы моделирования радиолокационного канала.

Лаборатория является структурным подразделением Учебно-научного института кибернетики информатики и телекоммуникаций (УНИКИТ), в новом здании которого в сентябре 2004 года планируется размещение экспериментальных установок лаборатории.

Еще одним направлением исследований, проводимых в лаборатории, является разработка и создание подповерхностного радара (георадара), предназначенного для картографирования подповерхностной среды в процессе мониторинга состояния магистральных трубопроводов. Это направление особенно актуально для нефтегазодобывающих предприятий округа. Бесконтактные методы оценки состояния трубопроводов дают значительный экономический эффект в труднодоступных районах Сибири.

The main directions of the Laboratory activity are the following

- development and manufacture of digital communication links for SurSU, Surgut and all region, connecting the University departments and other educational organizations and providing access to Internet via satellite communication system;
- development of radar methods for sensing atmosphere formations and industrial pollutions and investigation of their possibilities in estimating physical characteristics of sounded objects;
- ecological monitoring of air, water and ground pollutions;
- design and production of physical parameters sensors for gas-and-oil producing industry;
- working out methods of subsurface sounding and production of geo-radar prototypes which could estimate physical characteristics and coordinates of objects beneath earth surface;

The important direction of research is estimation of possibility to use the polarization effects for solving some problems. In particular, remote sensing of meteorological objects and industrial pollutions in atmosphere with the use of radar polarimeters are investigated. The basis for these investigations is theoretical studies of volume-distributed targets scattering characteristics and numerical methods of radio channel simulation.

The Laboratory is a part of the Educational and Research Institute of Cybernetics, Information Science and Telecommunications. Experimental setup of the Laboratory will be installed in the Institute new building in September 2004.

Another direction of the Laboratory research is development of subsurface radar (geo-radar) intended for mapping underground in the process of trunk pipelines monitoring. This direction is very important for oil-and-gas production enterprises of the region. Non-contact methods of pipelines state give essential gain in difficult to access areas of Siberia.

Оценивая научно-исследовательскую деятельность Сургутского государственного университета в целом, можно утверждать, что в университете, за плечами которого всего одно десятилетие, созданы все условия для успешной научной работы. Учитывая бурный экономический рост региона, можно ожидать дальнейшего развития научных исследований в университете.

So, having evaluated research activity of Surgut State University on the whole, we can say that the young University, only ten years old, provides perfect opportunities for successful work. Taking into consideration the rapid economical development of the region, one can expect further evolution of research in the University.

**Плоская антенна с двумя
поляризациями для корреляционных
измерений канала с релеевским
замиранием внутри помещения и
поляризационным разносом**

**М. Хайян, Л.П. Литхарт, член IEEE,
ван де Зван, А. Бьюк**

Международный исследовательский центр
телекоммуникаций и радиолокации, Дельфтский
университет технологии,
Мекельвег 4, 2600 GA Дельфт, Нидерланды
E-mail: m.hajian@ewi.tudelft.nl,
Факс: +31 15 278 4046, Тел.: +31 15 2786256

Такие методы пространственного разнеса как поляризационный разнос, сочетание пространственно-временного кодирования или максимального отношения дают выигрыш в том случае, если сигналы принятые в плечах разнеса достаточно некоррелированы. Для изучения взаимной корреляции двух принятых ортогонально поляризованных сигналов с помощью линейно-поляризованной плоской антенны были проведены измерения «непрямой видимости» внутри помещения. Данная антенна разработана, изготовлена и измерена в IRCTR. В статье приводятся результаты измерений канала. Делается вывод о том, что принятые ортогонально поляризованные сигналы в каналах с релеевским замиранием не имеют существенной корреляции по огибающей.

I. Введение

В методе поляризационного разнеса для приема радиосигнала с замираниями одновременно используют горизонтальную и вертикальную поляризации для усиления интенсивности сигнала. Доказано, что используя антенны с двойной $\pm 45^\circ$ поляризацией можно повысить интенсивность сигнала на 5-6 дБ, в то время как использование антенны с горизонтальной/вертикальной поляризациями обеспечивает лишь 3-4 дБ выигрыш [1]. Улучшение характеристик зависит от взаимной корреляции (ВК) принятых сигналов в плечах разнеса. Эта корреляция исследовалась теоретически, и результаты были представлены в [2]. Однако подобные модели необходимо проверять. Поэтому с целью изучения корреляции нами были проведен ряд измерений. Все измерения были выполне-

**Dual Polarized Patch Antenna
for Branch Correlation
Measurements in an Indoor
Raleigh Fading Channel
utilizing Polarization Diversity**

**M. Hajian , L.P. Ligthart, Fellow
IEEE, F. van de Zwan, A. Buke**

International Research Centre for
Telecommunications and Radar, Delft
University of Technology, Mekelweg 4,
2600 GA Delft, The Netherlands
E-mail: m.hajian@ewi.tudelft.nl,
Fax: +31 15 278 4046, Ph.: +31 15 278 6256

Spatial diversity techniques like polarization diversity, Space-Time Coding or Maximum Ratio Combining are advantageous if the received signals of the diversity branches are sufficiently uncorrelated. Indoor non-line-of-sight measurements were carried out to study the cross-correlation between two received signals of orthogonal polarization using a dual linear- polarized patch antenna. The antenna has been designed, built and measured at IRCTR. This paper gives the results of the channel measurements. It is concluded that received signals with orthogonal polarization in indoor Rayleigh fading channels have no significant envelope correlation.

I. Introduction

Polarization diversity technique uses horizontal and vertical polarization simultaneously to receive the faded radio signal in order to enhance the received signal strength. It is shown that using $\pm 45^\circ$ dual-polarized antennas can improve the signal strength in the order of 5 to 6 dB while using a horizontal/vertical polarization dual-antenna system provides a diversity gain of 3-4 dB [1]. The performance improvement depends on the cross-correlation of the received signals of the diversity branches. This correlation has been studied theoretically and results were presented in [2]. However, such models need to be validated. Therefore measurements were done to study the branch correlation. All measurements were

ны в помещении факультета электротехники, математики и информатики Делфтского университета технологии. Ранее уже были выполнены сходные измерения [2, 3]. Для измерения коэффициента корреляции, в IRCTR была разработана (и измерена в DECT (Digital European Cordless Telecommunications) диапазоне) плоская антенна с двойной поляризацией. Для обеих поляризаций отражение от входа было не хуже -20 дБ, а развязка между двумя входами была порядка -33 дБ. Данная антенна использовалась для измерения внутреннего канала с рэлеевскими замираниями в поляризационной области.

II. Измерения

II.A. Процедура

Конструктивное или разрушительное воздействие кратных волн в многолучевом радиоканале приводит к быстрым изменениям интенсивности сигнала в пространственной, поляризационной и временной областях. Это называется мелкомасштабным замиранием. Многолучевое распространение обусловлено рассеянием радиоволн и существенно зависит от окружающей среды. Для борьбы с замираниями выгодно использовать антенны с двойной поляризацией (АДВ) для одновременного приема ослабленного сигнала на V- и H-поляризациях. В данной работе мы делаем упор на внутренних средах с «видимостью, отличной от прямой», которые можно смоделировать с использованием рэлеевского распространения. Для измерения взаимной корреляции, мы излучаем непрерывную волну (НВ) в DECT (или PCS) частотном диапазоне плоской линейно-поляризованной антенной.

Плоская АДВ, используемая в качестве приемной антенны, устанавливается на переносном деревянном стенде, который можно передвигать. Принятые сигналы преобразуются на ПЧ, их огибающие оцифровываются и записываются для последующей обработки и вычисления коэффициента ВК. Трассы и направления выбирались произвольно, при этом обеспечивалось большое число конкретных ситуаций распространения.

II.B Аппаратная установка

Аппаратная установка аналогична той, которая была описана в [4]. Для наглядности на рис. 1 приведена ее блок-схема. Характери-

indoor and have been carried out in the building of the Faculty of Electrical Engineering, Mathematics and Computer Science, of Delft University of Technology. Similar measurements have been carried out earlier and were reported in [2]-[3]. In order to measure the correlation coefficient a dual-polarized patch antenna has been designed and measured at IRCTR in the DECT band. An input reflection better than -20 dB was measured for both polarizations. Isolation between the two ports was in the order of -33 dB. The antenna was used to measure the indoor Rayleigh fading channel in the polarization domain.

II. Measurements

II.A. Procedure

The constructive or destructive interference of multiple waves in a multipath radio channel causes the signal strength to change rapidly in space, polarization and in time domain. This is called small-scale fading. Multipath propagation is caused by the scattering of radio waves and depends strongly on the type of environment. In order to combat the fading it is beneficial to use dual-polarized antennas to receive simultaneously the faded signal at the vertical and horizontal polarization. In this study, we focus on indoor non-line-of-sight environments, which can be modeled by Rayleigh propagation. In order to measure the branch cross-correlation, we transmit a continuous wave (CW) in the DECT (or PCS) frequency band via a linear-polarized patch antenna.

A dual-polarized patch antenna is used as receiver antenna, mounted on a mobile wooden stand and can be moved along a random path. The received signals are down converted and the envelopes are sampled and stored for offline post-processing and calculation of the cross-correlation coefficient. The paths and directions were chosen randomly and long enough to average over a large number of specific propagation situations.

II.B Hardware Set-Up

The hardware set-up is the same as the measurement set-up used in [4]. For clarity a block diagram of the set up is

стики установки здесь не приводятся, поскольку они даны в [4]. На рис. 2 показана фотографию переносного деревянного стенда с МШУ и приемной антенной.

shown in Figure 1. The specifications of the hardware are not given in this paper and can be found in [4]. Figure 2 shows the photo of the mobile wooden stand including the LNAs and receive antennas.

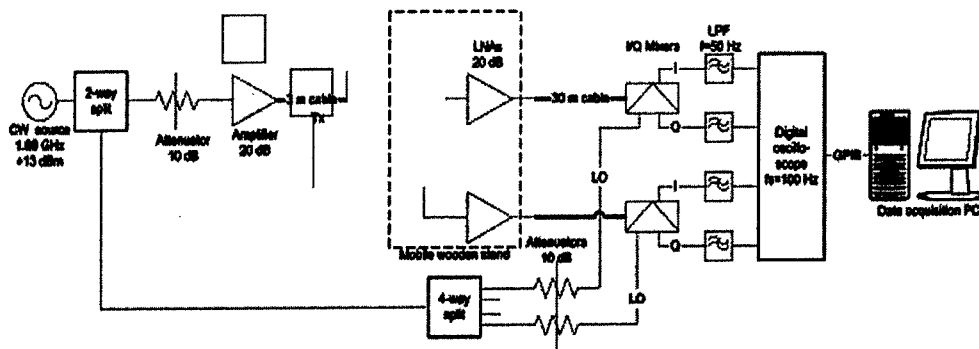
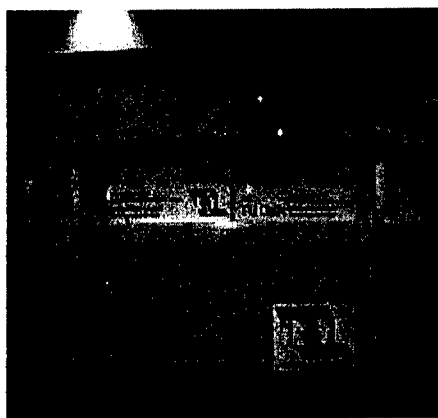
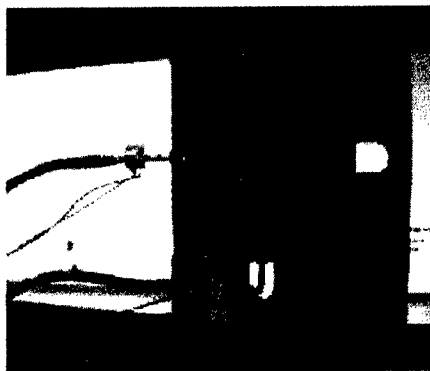


Рис.1. Блок-диаграмма аппаратной части
Fig. 1. Block diagram of the hardware set-up



a)



b)

Рис. 2. (а) Переносная деревянная стойка с МШУ и приемными антеннами, (б) крупный план

Fig. 2. (a) Mobile wooden stand with the LNAs and receive antennas, (b) Close-up

И.С. Антенны

В этом разделе более подробно рассмотрена конструкция антенны с двойной поляризацией. Антенна рассчитана на 1,89 ГГц, и выполнена на подложке RT/Duriod высотой 1,58 мм и диэлектрической постоянной 2,33. Тангенс угла потерь материала на рабочей частоте незначителен.

II.C Antennas

In this section the design tool for the dual polarized patch antenna is discussed in more detail. The antenna is designed at 1.89 GHz using RT/Duriod substrate material with height of 1.58 mm and a dielectric constant of 2.33. The loss tangent of the material at the designed frequency is negligible.

II.C.1 Размеры пластины

Ширина и эффективная длина пластины связаны с резонансной частотой следующим образом [5]

$$W = \frac{c}{2f_r} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}}, \quad (1)$$

$$L = \frac{c}{2f_r \sqrt{\epsilon_{eff}}} - 2\Delta L. \quad (2)$$

где c – скорость света, f_r – резонансная частота, а ϵ_r – диэлектрическая постоянная подложки. ϵ_{eff} – эффективная диэлектрическая постоянная, которая записывается в виде

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[1 + 12 \frac{h}{W} \right]^{-0.5} \quad (3)$$

Поскольку размеры пластины конечны, то поле на ее краях подвергается так называемой паразитной окантовке (см. рис.3) [5].

II.C.1 Patch dimensions

The width and effective length of the patch is related to the resonance frequency as follows [5]

where c is the free-space velocity of light, f_r is the resonance frequency, and ϵ_r is the dielectric constant of the substrate. ϵ_{eff} is the effective dielectric constant and is given by

Since the dimensions of the patch are finite, the field at the edges of the patch undergoes the so-called fringing as illustrated in Figure 3 [5].

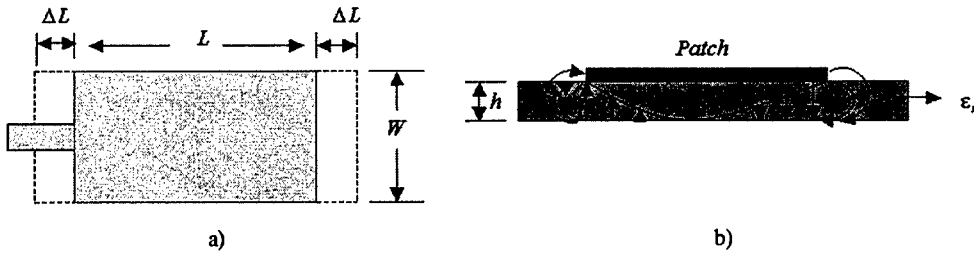


Рис. 3. Физическая и эффективная длина прямоугольной микрополосковой пластины, (а) – эффективный размер, (б) – краевой эффект [5]

Fig. 3. Physical and effective lengths of rectangular microstrip patch, (a) effective dimension, (b) Fringing effect [5]

Причины этой "окантовки" состоят в том, что электрически длина пластины больше ее физической длины. Увеличение длины определяется выражением

The fringing causes that electrically the length of the patch is longer than its physical length. The extension of the length is given by

$$\frac{\Delta L}{h} = 0.412 \frac{(\epsilon_{eff} + 0.3) \left(\frac{W}{h} + 0.264 \right)}{(\epsilon_{eff} - 0.258) \left(\frac{W}{h} + 0.8 \right)} \quad (4)$$

Согласно выражениям (1)-(4), пластина имеет следующие размеры: $L = 51,273$ мм и $W = 61,465$ мм. Чтобы получить одну и ту же резонансную частоту для вертикальной и горизонтальной поляризации, ширина пластины равна ее длине. Затем эта величина оптимизируется до 50 мм в пакете FEKO для моделирования ЭМВ.

II.C.2 Входной импеданс

Для согласования антенны с 50Ω линией передачи необходимо осуществить следующее:

- вычислить ширину микрополосковой запитывающей линии,
- определить входной импеданс плоской антенны на резонансной частоте,
- вычислить длину запитывающей линии в опорной плоскости, где входной вещественный импеданс равен 50Ω . Это выполняется с привлечением теории линий передач;
- подавить реактивную часть входного импеданса.

Ширина микрополосковой запитывающей линии определяется из выражения

$$Z_0 = \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_e} \left[\left(\frac{w}{h} \right) + 1.393 + 0.667 \ln \left(\frac{w}{h} \right) + 1.4444 \right]} \quad \frac{w}{h} > 1 \quad (5)$$

Согласно (5), ширина запитывающей линии равна 4,78 мм. Входной импеданс плоской антенны на резонансной частоте почти вещественен и равен $Z_A = 320,8 + j5,193 \Omega$. Как показано на рис. 4, на расстоянии l от антенны модель линии передачи позволяет преобразовать импеданс антенны.

Using equations (1)-(4) the dimensions of the patch are $L=51.273$ mm and $W=61.465$ mm. In order to have identical resonance frequency for the vertical and horizontal polarization the width of the patch is the same as its length. This value is then optimized in the EM simulator package FEKO to be 50 mm.

II.C.2 Input impedance

In order to match the antenna to the 50Ω transmission line the following steps are needed:

- computation of the width of the microstrip feed line,
- determination of the input impedance of patch antenna at the resonance frequency,
- calculation of the length of the feed line at a reference plane where the input impedance has a real part of 50Ω . This is done using transmission line theory,
- cancellation of the imaginary part of the input impedance.

The width of the microstrip feed line is given by

Using (5) the width of microstrip feed line is 4.78 mm. The input impedance of the patch antenna at resonance frequency is almost real and equals $Z_A = 320.8 + j5.193 \Omega$. At a distance l from the antenna the transmission line model as illustrated in Figure 4 allows for transforming the antenna impedance.

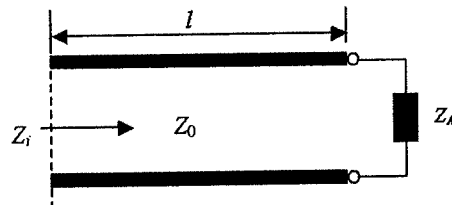


Рис. 4. Схемный эквивалент пластины и питающей линии

Fig. 4. Network equivalent of the patch and feed line

В опорной плоскости (см. рис. 4), входной импеданс Z_{in} равен

At the reference plane (see Figure 4) the input impedance Z_{in} becomes

$$Z_{in} = Z_0 \frac{Z_A + jZ_0 \tan(\beta l)}{Z_0 + jZ_A \tan(\beta l)} \quad (6)$$

где $\beta = 2\pi/\lambda$ - постоянная распространения. λ - длина волны в подложке. Z_0 - характеристический импеданс линии. На расстоянии 49,95 мм входной импеданс антенны равен $Z_{in} = 50,4 + j107,37$. Фактическая длина линии передачи выбрана равной 50 мм. В этом случае входной импеданс антенны на расстоянии 50 мм равен $Z_{in} = 52,26 + j109,30$. Реактивная часть входного импеданса подавляется настраиваемой емкостью. На рис. 5 показана геометрия антенны и результаты моделирования входного отражения.

where $\beta = 2\pi/\lambda$ is the propagation constant. λ is the wavelength in the substrate. Z_0 is the characteristic impedance of the line. At a distance of 49.95 mm the input impedance of the antenna is given by $Z_{in} = 50.4 + j107.37$. The actual length of the feed line is chosen to be 50 mm. At a distance of 50 mm the input impedance of the antenna is then given by $Z_{in} = 52.26 + j109.30$. The imaginary part of input impedance is cancelled by a tunable capacitor. Figure 5 shows the antenna geometry and the simulation results of the input reflection.

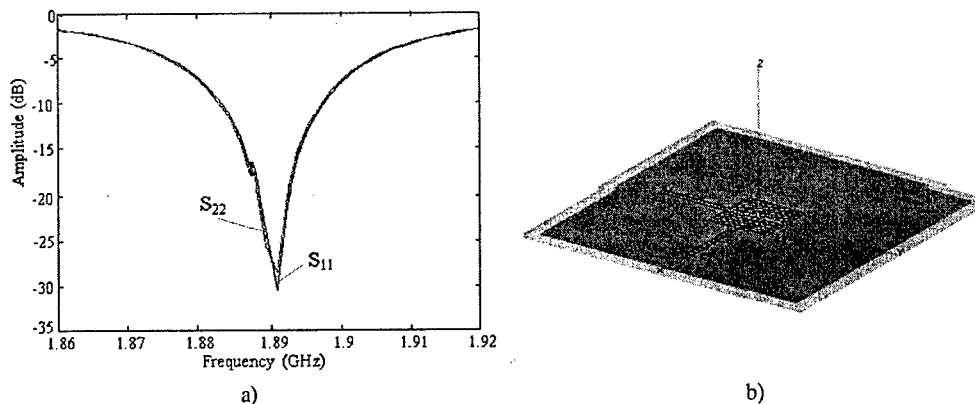


Рис. 5. (a) Результат моделирования отражения от входа антенны, (b) сетчатая геометрия, полученная в симуляторе FEKO

Fig. 5. (a) The simulated input of the antenna, (b) the geometry after meshing in EM simulator FEKO

Антенна была разработана, изготовлена и измерена в IRCTR. На рис. 6 показаны размеры разработанной антенны с согласующими цепями.

ТВходное отражение, развязка между входами и абсолютное усиление сигналов с основной и ортогональной поляризацией были измерены в безэховой камере для антенных измерений DUCAT (камера Делфтского университета для антенных измерений). На рис. 7 приведены измеренное входное отражение и коэффициенты связи двух входов.

Было получено умеренное усиление 6-7 дБ (относительно изотропного излучателя). Оба входа показали аналогичные диаграммы излучения и здесь не приводятся. Одинаковое

The antenna has been designed, built, and measured at IRCTR. Figure 6 shows the dimensions of the designed antenna with its matching circuit.

The input reflection, the isolation between the two ports, and the absolute gain of the co- and cross-polar were measured in the anechoic antenna measurement room called Delft University Chamber for Antenna Tests (DUCAT). Figure 7 shows the measured input reflection and coupling coefficients of the two ports.

A moderate gain of 6-7 dBi is measured. Both ports resulted into similar radiation patterns and it is not shown here. The same behaviour of the two ports

поведение двух входов необходимо для точных измерений канала в поляризационной области. Линейно-поляризованная плоская антенна используется в качестве передающей. На приемном конце ослабленный сигнал принимается плоской АДП.

is a necessity for allowing accurate channel measurements in the polarization domain. A linear-polarized patch antenna is used as transmit antenna. At the receive side the faded signal is received with the dual-polarized patch antenna.

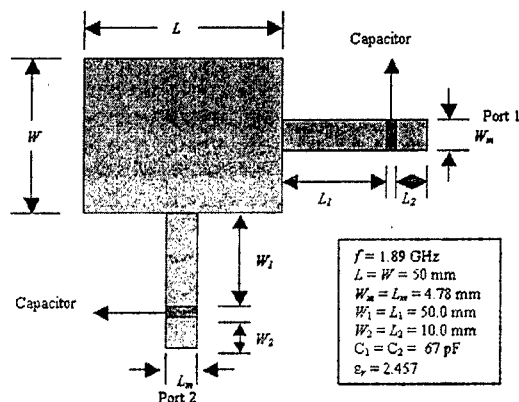


Рис. 6. Размеры конструкции плоской антенны с двойной поляризацией

Fig. 6. The design dimension of the dual polarized patch antenna.

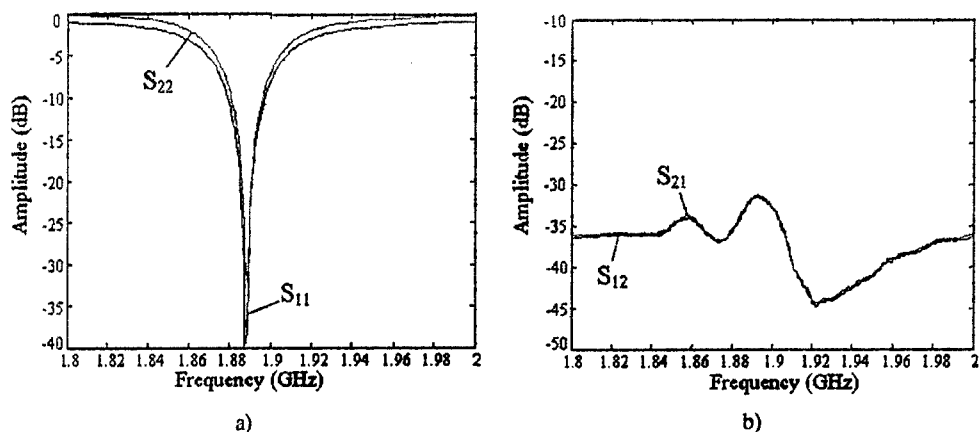


Рис. 7. Результаты измерения отражения от входа и коэффициента связи двух входов.

Fig. 7. Measurement results of the input reflection and the coupling coefficient of the two ports.

II.D Зона измерений

Измерения проводились на этаже факультета электротехники, математики и информатики Делфтского университета технологии. Зал имел достаточно места чтобы передвигать приемный стенд по различным маршрутам. Передатчик находился в большой комнате. Таким образом была создана ситуация «непрямой видимости», когда излученный сигнал достигает приемной антенны различ-

II.D Measurement Area

The measurements were carried out in an office area of the Faculty of Electrical Engineering, Mathematics and Computer Science of Delft University of Technology. The hall had enough space to move around the receiving stand using different routes. The transmitter was located in a large room. In this way we created a non-line-of-sight situation,

ными путями, путем рассеяния от стен и объектов. Эти трассы, характеризующиеся своими независимыми фазами, сходятся у антенны, приводя к возникновению канала с рэлеевским замиранием. На рис. 8 показана зона, где проводились измерения. Путем длительных измерений и случайных маршрутов в различных направлениях мы получили средний результат для разных ситуаций распространения. Таким образом измерения коэффициента корреляции должны дать общий коэффициент, действительный для внутренних помещений.

where the transmitted signal arrives at the receiving antenna via multiple paths scattered by surrounding walls and objects. These paths, all arriving with their own, independent phases, sum up at the antenna and result in a Rayleigh fading channel. Figure 8 illustrates the office area where the measurements have been carried out. By following long and random measurement routes in different directions we averaged over different specific propagation situations. In this way the measured correlation coefficient should lead to a general coefficient, valid for indoor environments.



Рис. 8. Место измерений; офисы и коридор
Fig. 8. The measurement area; offices with corridor

II.E Обработка данных

В качестве сырых данных цифрового осциллографа выступал текстовый ASCII файл, содержащий выборки амплитуд квадратурных I - и Q -каналов для двух поляризаций, т.е. мы получили матрицу данных 4 каналов из 100000 выборок. Эта матрица была импортирована в Matlab, а затем были выполнены следующие этапы обработки данных и вычисления коэффициента корреляции огибающей.

1. Смещение по постоянному току было независимо удалено из всех четырех квадратурных каналов, путем вычитания соответствующих величин. Огибающие сигнала r_{i1} и r_{i2} , где i соответствует номеру выборки, рассчитывались как квадратный корень суммы квадратов I_i и Q_i

II.E Data Processing

The raw data acquired from the digital oscilloscope was an ASCII text file containing the sampled signal amplitudes of the I and Q channels of the two branches, i.e. we obtained a matrix of 4 channels by 100000 samples. The matrix was loaded in Matlab and the following processing steps were performed for data processing and calculation of the envelope correlation coefficient.

1. The DC offsets were independently removed from all four I and Q channels by subtracting the corresponding means. The signal envelopes r_{i1} and r_{i2} , where i refers to the sample number, were calculated by taking the square root of the sum of I_i squared and Q_i squared, as

$$r_i = \sqrt{I_i^2 + Q_i^2} \quad (7)$$

2. Долгосрочные потери на трассе и затенение приводят к крупномасштабному замиранию, к которому добавляется мелкомасштабное, вызванное многолучевостью. Такое крупномасштабное замирание необходимо удалить. Осуществляется это путем нормирования двух огибающих скользящим средним на 6 длинах волн, что в нашей измерительной кампании соответствует окну усреднения по 200 выборкам, которое обычно используется на практике. Подобное, т.н. локальное «удаление среднего» было реализовано следующим образом:

- для каждого окна определялось среднее абсолютной амплитуды;
- средние значения всех окон интерполировались методом кубических сплайнов;
- огibaющие сигнала нормировались путем деления их на соответствующие значения интерполированных средних.

Эффект «удаление среднего» можно видеть, сравнивая рис. 9а и 9б.

Окончательно коэффициент корреляции огибающей ρ_e рассчитывался как

2. Long-term path loss and shadowing causes large-scale fading on which small-scale fading, caused by multi path, is superimposed. This large-scale fading has to be removed in the diversity computations. This is done by normalizing the two signal envelopes with a moving average over 6 wavelengths, which corresponds in our measurement campaign with an averaging window over 200 samples. This is the commonly used length. This, so called, local «de-meaning» was implemented as follows:

- the mean of the absolute amplitude was taken for each window;
- the means of all windows were interpolated using the cubic spline method;
- the signal envelopes were normalized by dividing them by the corresponding interpolated means.

The effect of this «de-meaning» can be seen by comparing Figure 9 (a) and (b).

Finally the envelope correlation coefficient ρ_e was calculated as

$$\rho_e = \frac{\sum_{i=1}^N [(r_{i1} - \bar{r}_1)(r_{i2} - \bar{r}_2)]}{\sqrt{\sum_{i=1}^N [(r_{i1} - \bar{r}_1)]^2} \sqrt{\sum_{i=1}^N [(r_{i2} - \bar{r}_2)]^2}} \quad (8)$$

На рис. 10 показаны сигналы, одновременно принимаемые на двух входах. Можно сделать вывод о том, что эти сигналы независимы, а поляризационный разнос может привести к улучшению качества линии связи. Результаты измерений показали, что принятые на двух поляризациях сигналы не обладают какой-либо существенной корреляцией по огибающей в рэлеевском канале с затуханием внутри помещений. Значение корреляции огибающей было меньше 0,1.

III. Выводы

С помощью плоской антенны с двойной поляризацией были найдены коэффициенты корреляции огибающих сигналов с горизонтальной и вертикальной поляризацией. Отсюда следует, что сигналы принятые плоской АДП при распространении вне прямой видимости внутри помещения не имеют никакой существенной корреляции огибающих. Поляризационный разнос может непосредственно влиять на качество линии связи.

Figure 10 shows the simultaneously received signal strength of the two ports. It can be concluded that signals are independent and polarization diversity can enhance the quality of the communication link. The measurement results have shown that the received signals at two polarizations have no significant envelope correlation in an indoor Rayleigh fading channel. The value of envelope correlation was lower than 0.1.

III. Conclusions

The envelope correlation coefficients between horizontal and vertical polarization have been determined using a dual polarized patch antenna. We conclude that the received signals of the dual-polarized patch antenna in an indoor non-line-of-sight propagation scenario have no significant envelope correlation. Polarization diversity can have direct effect on the quality of the communication link.

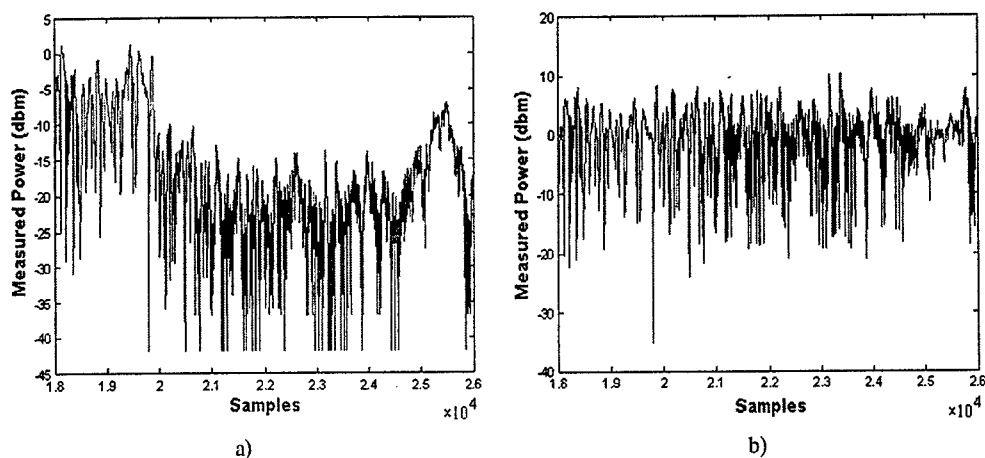


Рис. 9. (а) Пример измеренной интенсивности сигнала в одном из приемных каналов.
(б) Сигнал с удаленным средним значением
Fig. 9. (a) Example of measured signal strength of one of receive branch. (b) De-meant signal.

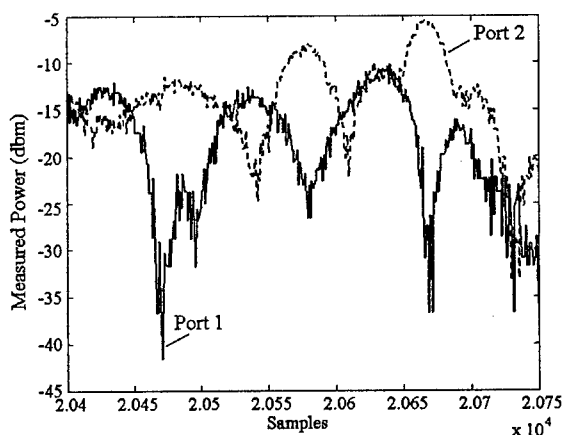


Рис. 10. Измеренная интенсивность сигнала двух поляризационных каналов

Fig. 10. Measured signal strength of the two polarization branches

Литература

References

- [1] D. Emmer, E. Humburg, P. Weber, M. Weckerle, 'Measurements of base station two branch space and polarization diversity reception and a comparison of the diversity gain based on the CDF of signal level and simulations of BER in a GSM system', VTC 98, 48th IEEE Vehicular Technology Conference, New York, USA, pp. 5-10, Vol 1., 1998
- [2] R. G. Vaughan, "Polarization Diversity in Mobile Communications" IEEE Trans. On Veh. Technol., vol. 39, No. 3, pp.177-186, August 1990
- [3] Cho, K.; Hori, T.; Kagoshima, K.; "Effectiveness of four-branch height and polarization diversity configuration for street microcell", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, V 46, pp 776 - 781, June 1998
- [4] M. Rijken, M. Hajian, F. van der Zwan, L.P. Ligthart, "Branch Correlation Measurements in an Indoor Rayleigh Fading Channel using Closely Spaced Monopoles", Munich, Germany, October 2003
- [5] C. A. Balanis, Antenna Theory, Analysis and Design, John Wiley & Sons, second edition.

Поляризационные эффекты при нелинейной радиолокации

А.И. Козлов, А.И. Логвин,
Д.В. Колядов

Московский государственный технический
университет гражданской авиации (МГТУ ГА)

E-mail: kozlov@mstuca.ru; kolyadov@mstuca.ru

Проводится построение матрицы рассеяния для объектов радиолокации, обладающих нелинейными свойствами при отражении от них радиоволн.

Одной из актуальных задач современной радиолокации является поиск средств эффективного обнаружения малоподвижных, слабоконтрастных целей на фоне мощного отражения от подстилающих покровов. К достаточно эффективным методам улучшения обнаружения следует отнести поляризационные методы [5] и использование антенн с синтезированной апертурой.

Решению указанной задачи способствует развитие нелинейной радиолокации. В этом случае идет речь о радиолокационных целях, отраженный сигнал от которых содержит частоты, кратные по отношению к частоте зондирующего сигнала — $2f_0$, $3f_0$ и т.д. Такими свойствами обладают объекты, имеющие ржавчину, трущиеся элементы, контакты, а также полупроводниковые приборы, входящие в состав радиоэлектронных средств [1, 7]. Прием отраженного сигнала на гармониках зондирующего сигнала дает возможность использовать нелинейные радиолокационные станции для обнаружения объектов, обладающих нелинейными свойствами.

Примерами нелинейных процессов являются: эффекты нелинейной радиолокации [1, 3], нелинейные явления, возникающие при воздействии на ионосферу излучения [2] или протекающие при распространении радиоволн (прежде всего люксембургско-горьковский эффект [4]). Отметим, что почти все нелинейные эффекты при распространении радиоволн создает ионосфера.

Как показывают экспериментальные исследования, в ряде случаев при отражении

Polarization Effects in Nonlinear Radar

A.I. Kozlov, A.I. Logvin,
D.V. Kolyadov

Moscow State Technical University of Civil
Aviation (MSTUCA)

Construction of backscattering matrix of radar objects having non-linear radiowave scattering properties is performed

One of the actual problems of modern radar is to find effective detection means for slow-moving low-contrast targets against strong background clutter. Polarization methods [5] and antennas with synthetic aperture are rather effective methods of improving targets detection.

Advance in non-linear radar contributes to solving the problem. In this case we have targets, which scattering signal includes such multiple frequencies relatively to sounding signal frequency as $2f_0$, $3f_0$ and so on. Objects with rust, friction elements, contacts and semiconductors as parts of electronic devices, possess non-linear properties [1, 7]. Reception of the scattered signal at harmonics of the sounding signal allows to use non-linear radars to detect objects with non-linear scattering properties.

Examples of the non-linear processes are effects of non-linear radar [1, 3]; non-linear phenomena originating from impact of radiation on ionosphere [2] or having place in wave propagation (Luxemburg effect [4]). Let us note that nearly all non-linear effects accompanying wave propagation are created by ionosphere.

Experiments show, that sometimes so-called non-linear scattering occurs

электромагнитных волн от целей возникает, так называемое, нелинейное рассеяние, когда связь между \vec{E}_r и \vec{E}_i уже не может быть представлена в известном виде, так как спектр отраженной волны отличается от соответствующего спектра падающей, прежде всего, наличием дополнительных составляющих. Это свидетельствует о том, что компоненты отраженной волны получаются путем некоторого нелинейного преобразования компонентов падающей волны.

В последние годы появилось достаточно много публикаций, посвященных отражению радиоволн от указанных выше объектов. Однако в стороне остаются вопросы, связанные с возможностью использования методов радиополяриметрии для решения радиолокационных задач при нелинейном рассеянии. Естественно, что при нелинейной радиолокации классическая матрица рассеяния уже не может выступать характеристикой рассеянного поля. В этой связи возникает задача по построению матрицы рассеяния для случая нелинейного рассеяния.

Рассмотрим вариант преобразования поляризации базиса для безынерционных рассеивателей, когда нелинейность описывается зависимостью

$$E_x^r = \sum_{m=1}^N A_m (E_x^i)^m. \quad (1)$$

Требуется определить реакцию таких рассеивателей в случае, когда падающая волна является эллиптически поляризованной, что соответствует наиболее общей ситуации

$$\vec{E} = (E_x, E_y)^T.$$

Ограничимся случаем, когда все A_m , кроме A_2 , равны нулю.

Для исследуемых рассеивателей, прежде всего, нужно найти соответствующую форму преобразования компонент падающей волны. Искомое преобразование должно быть инвариантно к различным представлениям комплексного вектора, описывающего падающую волну, т.е. его форма (но не коэффициенты!) должна оставаться неизменной.

Нетрудно убедиться, что общий вид такого преобразования должен записываться следующим образом

when a target reflects electromagnetic waves. In the case of non-linear scattering relation between \vec{E}_r and \vec{E}_i can not be presented in known form, because the spectra of the instant and scattered waves differ, mainly because of additional frequencies. It shows that components of the reflected wave are the result of non-linear transformation of the incident wave.

In the last years there were many publications discussing wave scattering by the objects mentioned above. However, the questions of using polarimetry methods to solve radar problems in the case of non-linear scattering are aside. It is reasonable that classical backscattering matrix can not fully characterize the scattering field. So, there appears the problem to construct the scattering matrix for non-linear scattering case.

Let us consider polarization basis transformation of inertialess scatterers with non-linearity described as follows

It is necessary to find response of such scatterers in the case of elliptically polarized incident wave that corresponds the most general case

Let us consider only the case when all A_m except A_2 are equal to zero.

First, we should find corresponding transformation form of the incident wave components. The desired transformation must be invariant to different presentation of the complex vector, which describes the incident wave. It means that its form (but not coefficients!) should be permanent.

It is easy to show that the general form of such transformation is written as follows

$$\left. \begin{aligned} E_x^r &= a_{11} |E_x^i|^2 + a_{12} |E_x^i E_y^{i*}| + a_{21} |E_x^{i*} E_y^i| + a_{22} |E_y^i|^2 \\ E_y^r &= b_{11} |E_x^i|^2 + b_{12} |E_x^i E_y^{i*}| + b_{21} |E_x^{i*} E_y^i| + b_{22} |E_y^i|^2 \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

или в матричном виде

or in the matrix form

$$\begin{pmatrix} E_x^r \\ E_y^r \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{21} & a_{22} \\ b_{11} & b_{12} & b_{21} & b_{22} \end{pmatrix} \cdot \left(|E_x^i|^2, E_x^i E_y^{i*}, E_x^{i*} E_y^i, |E_y^i|^2 \right)^T. \quad (3)$$

Равенство (3) запишем в комплексной форме

Let us write (3) in the complex form

$$\vec{E}^r = A_2 \vec{E}_{(2)}^i. \quad (4)$$

Смысл введенных обозначений очевиден. Итак, для описания рассеивающих свойств нелинейного «чисто квадратного» рассеивателя в общем случае требуется 8 комплексных чисел, т.е. 16 действительных. Эти числа образуют *прямоугольную матрицу* размером 4×2 . Естественно, что в этом случае под E_x и E_y надо понимать не декартовы проекции, а некоторые иные проекции, соответствующие выбранному поляризационному базису. В различных базисах будут различными и элементы матрицы A_2 . Рассмотрим как они будут изменяться при варьировании поляризационного базиса.

Старые компоненты электрического вектора $\vec{E}(\hat{\chi}_C)$ будут связаны с новыми $\vec{E}(\hat{\chi}_H)$ при помощи линейного преобразования [8]

$$\vec{E}(\hat{\chi}_C) = Q(\hat{\chi}_C, \hat{\chi}_H) \vec{E}_H, \quad (5)$$

где $Q(\hat{\chi}_C, \hat{\chi}_H)$ — унитарная матрица.

where $Q(\hat{\chi}_C, \hat{\chi}_H)$ is unitary matrix.

Прямые вычисления дают следующее соотношение:

Direct calculations give

$$\vec{E}_{(2)}^i(\hat{\chi}_O) = Q_{(2)}(\hat{\chi}_O, \hat{\chi}_N) \vec{E}_{(2)}^i(\hat{\chi}_N), \quad (6)$$

где [9]

where [9]

$$Q_{(2)}(\hat{\chi}_C, \hat{\chi}_H) = e^{2i\eta} \begin{pmatrix} e^{2i\eta} \cos^2 \gamma & 0,5e^{2i(\eta+\delta)} \sin 2\gamma & 0,5e^{2i(\eta+\delta)} \sin 2\gamma & e^{2i(\eta+2\delta)} \sin^2 \gamma \\ -0,5e^{-2i\delta} \sin 2\gamma & \cos^2 \gamma & -\sin^2 \gamma & 0,5e^{2i\delta} \sin 2\gamma \\ -0,5e^{-2i\delta} \sin 2\gamma & -\sin^2 \gamma & \cos^2 \gamma & 0,5e^{2i\delta} \sin 2\gamma \\ e^{-2i(\eta+2\delta)} \sin^2 \gamma & -0,5e^{-2i(\eta+\delta)} \sin 2\gamma & -0,5e^{-2i(\eta+\delta)} \sin 2\gamma & e^{-2i\eta} \cos^2 \gamma \end{pmatrix} \quad (7)$$

При этом η, γ, δ — некоторые параметры, характеризующие новый поляризационный базис [8].

In this case parameters η, γ, δ are some values, characterizing new polarization basis [8].

Непосредственной проверкой можно убедиться, что матрица $Q_{(2)}(\tilde{\chi}_C, \tilde{\chi}_H)$ также является унитарной, т.к.

$$Q_{(2)}(\tilde{\chi}_C, \tilde{\chi}_H) Q_{(2)}^*(\tilde{\chi}_C, \tilde{\chi}_H) = I$$

Таким образом, при изменении поляризационного базиса матрица-столбец из квадратичных элементов должна быть умножена на унитарную матрицу $Q_{(2)}(\tilde{\chi}_C, \tilde{\chi}_H)$, которая при преобразовании совпадает с ковариационной матрицей при линейном рассеянии.

Для того, чтобы выяснить, как изменяется матрица A_2 при смене поляризационного базиса, нужно в равенство (4) подставить соотношения (5) и (6), а в качестве его правой части взять комплексно-сопряженную величину

$$\tilde{E}_r(\tilde{\chi}_N) = Q^T(\tilde{\chi}_N, \tilde{\chi}_O) A_2(\tilde{\chi}_O) Q_{(2)}(\tilde{\chi}_O, \tilde{\chi}_N) \tilde{E}^{(i)}(\tilde{\chi}_N). \quad (8)$$

Таким образом, при изменении поляризационного базиса матрица A_2 подвергается следующему преобразованию

$$A_2(\tilde{\chi}_N) = Q^T(\tilde{\chi}_N, \tilde{\chi}_O) A_2(\tilde{\chi}_O) Q_{(2)}(\tilde{\chi}_O, \tilde{\chi}_N), \quad (9)$$

при этом $Q(\tilde{\chi}_C, \tilde{\chi}_H)$ и $Q_{(2)}(\tilde{\chi}_C, \tilde{\chi}_H)$ являются унитарными матрицами.

Для того, чтобы оценить мощность рассеянной обратной волны, необходимо выполнить операцию $\tilde{E}^r + \tilde{E}^{r*}$:

$$\begin{aligned} P = \tilde{E}^r + \tilde{E}^{r*} &= \left[Q^T(\tilde{\chi}_N, \tilde{\chi}_O) A_2(\tilde{\chi}_O) Q_{(2)}(\tilde{\chi}_O, \tilde{\chi}_N) E_{(2)}^i(\tilde{\chi}_N) \right]^T \times \\ &\times \left[Q^*(\tilde{\chi}_N, \tilde{\chi}_O) A_2^*(\tilde{\chi}_O) Q_{(2)}^*(\tilde{\chi}_O, \tilde{\chi}_N) E_{(2)}^i(\tilde{\chi}_N) \right] = \\ &= E_{(2)}^i(\tilde{\chi}_N) Q_{(2)}^T(\tilde{\chi}_O, \tilde{\chi}_N) A_2^T(\tilde{\chi}_O) A_2^*(\tilde{\chi}_O) Q_{(2)}^*(\tilde{\chi}_O, \tilde{\chi}_N) E_{(2)}^{i*}(\tilde{\chi}_N). \end{aligned} \quad (10)$$

Введем обозначение

$$G_{(2)}(\tilde{\chi}_O) = A_2^T(\tilde{\chi}_O) A_2^*(\tilde{\chi}_O). \quad (11)$$

Здесь матрица $G_{(2)}(\tilde{\chi}_C)$ — это квадратная эрмитова матрица размером 4x4, представляющая собой матрицу Грейвса.

Как видно из равенства (11), данная матрица при изменении поляризационного базиса подвергается преобразованию подобия

$$G_{(2)}(\tilde{\chi}_O) = Q_{(2)}^T(\tilde{\chi}_O, \tilde{\chi}_N) G_{(2)}(\tilde{\chi}_O) Q_{(2)}^*(\tilde{\chi}_O, \tilde{\chi}_N). \quad (12)$$

Равенство (3) позволяет дать рекомендации по экспериментальному определению

Direct verification gives that matrix $Q_{(2)}(\tilde{\chi}_C, \tilde{\chi}_H)$ is also unitary one, since

So, while changing the polarization basis one should multiply the matrix-column of quadratic elements by the unitary matrix $Q_{(2)}(\tilde{\chi}_C, \tilde{\chi}_H)$, which coincide with the covariance matrix in the case of linear scattering.

In order to find out how the matrix A_2 changes when the polarization basis is changed, one should put (5) and (6) in (4), and then take the complex-conjugate value as the right part

Thus, when the polarization basis is changed, the matrix A_2 is transformed in the following way

where $Q(\tilde{\chi}_C, \tilde{\chi}_H)$ and $Q_{(2)}(\tilde{\chi}_C, \tilde{\chi}_H)$ are unitary matrices.

In order to estimate power of the backscattering wave, it is necessary to find $\tilde{E}^r + \tilde{E}^{r*}$

Let us introduce the notation

Here matrix $G_{(2)}(\tilde{\chi}_C)$ is the square Hermitian 4x4 matrix presenting the Graves matrix.

As is seen from (11), the given matrix is transformed by similarity transformation under polarization basis changing

The equality (3) allows to give advice how the scatterer parameters (elements

параметров рассеивателя — элементов матрицы A_2 . Для этого необходимо провести измерения на четырех поляризациях облучающей волны, например, горизонтальной, вертикальной, линейной под углом 45° и круговой, соответственно:

$$E_1^i = (1 \ 0)^T, \quad E_2^i = (0 \ 1)^T, \quad E_3^i = 0,5(1 \ 1)^T, \quad E_4^i = 0,5\sqrt{2}(1 \ i)^T.$$

Знание амплитуды и фазы рассеянной волны при облучении волнами указанных поляризаций позволяет однозначно находить элементы a_{mn} , b_{mn} матрицы A_2 .

В случае, когда в равенстве (1) все $m \neq 0$, будем иметь

$$\bar{E}^r = \sum_{m=1}^N A_m (\bar{E}^i)^m. \quad (13)$$

При этом можно показать, что с изменением поляризационного базиса матрицы A_m будут преобразовываться следующим образом

$$A_m(\hat{\chi}_N) = \sum_{n=1}^N Q_{(m)}^T(\hat{\chi}_O, \hat{\chi}_N) A_m(\hat{\chi}_O) Q_{(m)}(\hat{\chi}_O, \hat{\chi}_N), \quad (14)$$

где $Q_{(m)}(\hat{\chi}_O, \hat{\chi}_N)$ — унитарная матрица, которая формируется аналогично $Q_{(2)}(\hat{\chi}_C, \hat{\chi}_H)$.

of the matrix A_2) can be estimated experimentally. Measurements should be done for 4 polarization types of the incident wave, for example, horizontal, vertical, 45° rotated linear and circular, correspondingly

Under radiating the waves above, amplitude and phase of the scattered wave allow unambiguously determine elements a_{mn} , b_{mn} of the matrix A_2 .

When all values $m \neq 0$ in (1), we get

It is possible to show that with changing the polarization basis matrices A_m would be transformed as follows

where $Q_{(m)}(\hat{\chi}_O, \hat{\chi}_N)$ is unitary matrix, which is formed similarly to $Q_{(2)}(\hat{\chi}_C, \hat{\chi}_H)$.

Литература

- [1] Беляев В.В., Маюнов А.Т., Разинков С.Н. Состояние и перспективы развития «нелинейной» радиолокации. // Зарубежная радиоэлектроника, №6, 2002
- [2] Fleming M., Mullins M., Watson W. Harmonic radar system. International conference London. Radar - 77, 1977
- [3] Мусабеков П.М., Панычев С.Н. Нелинейная радиолокация: методы, техника и области применения. // Зарубежная радиоэлектроника, №5, 2000
- [4] Устройство обнаружения объектов и измерения расстояния до них путем использования нелинейных эффектов при отражении падающего поля. Патент США №3836960, 1977
- [5] Kozlov A.I., Lighthart L.P., Logvin A.I. Methods to increase the radar contrast. Modeling and Verification of Earth-Based Radar Objects, Vol. 9, 1999
- [6] Штейншлегер В.Б. К теории рассеяния электромагнитных волн вибратором с нелинейным контактом. // Радиотехника и электроника, Т.23, вып.7, 1978
- [7] Козлов А.И. Радиолокация. Физические основы и проблемы. // Соросовский образовательный журнал, №5, 1996

References

- [1] Beljaev V.V., Majunov A.T., Razinkov S.N. State-of-Art and Prospects of «non-linear» radar development. Zarubezhnaja radioelektronika, No 6, 2002 (in Russian)
- [2] Musabekov P.M., Panychev S.N. Non-linear radar: methods, engineering and fields of application. Zarubezhnaja radioelektronika, No 5, 2000 (in Russian)
- [3] Device for objects detection and range estimation using non-linear effects in reflection of incident field. US Patent № 3836960, 1977
- [4] Steinschleger V.B. On scattering theory of EM waves by dipole with non-linear contact. Radiotekhnika i elektronika, Vol. 23, No 7, 1978 (in Russian)
- [5] Kozlov A.I. Radar. Physical background and problems. Soros Educational Journal, № 5, 1996 (in Russian)

- [8] Козлов А.И., Богородский В.В., Канарейкин Д.Б. Поляризация собственного и рассеянного излучения земных покровов. Л.: Гидрометеиздат, 1981
- [9] Грищенко А.А., Козлов А.И., Русинов В.Р. Отражательные характеристики РЛ целей при «нелинейном рассеянии». // Надежность и эффективность ЛА и авиационного радиоэлектронного оборудования, вып.21. Рига, 1982
- [10] Козлов А.И., Колядов Д.В. Основное уравнение нелинейной радиолокации. // Научный Вестник МГТУ ГА, серия Радиофизика и радиотехника, №79, 2004
- [8] Kozlov A.I., Bogorodskii V.V., Kanareikin D.B. Polarization of self-and scattered radiation of Earth covers. Leningrad, Gidrometeoizdat, 1981 (*in Russian*)
- [9] Grischenko A.A., Kozlov A.I., Rusinov V.R. Scattering characteristics of radar targets in non-linear scattering. Reliability and effectiveness of aircrafts and their electronic equipment, Vol. 21, Riga, 1982 (*in Russian*)
- [10] Kozlov A.I., Koljadov D.V. The fundamental equation of non-linear radar. Nauchny vestnik of MSTUCA, Radiophysika i elektronika, № 79, 2004 (*in Russian*)

**Последние достижения полностью
поляризметрического POL-DIFF-IN-
SAR зондирования и формирования
изображения для мониторинга
геодинамических изменений**

**Вольфганг-Мартин Бёрнер¹, Йорг Дж.
Морисаки¹ и Эрнст Люнебург²**

¹ UIC-ECE/CSN, m/c 154, 900 W. Taylor Street, SEL-W (607) - 4210, CHICAGO, IL/USA
60607-7018

T&F: + [1] (312) 996-5480, e-mail: boerner@ece.uic.edu, jmorisak@ece.uic.edu

² EML Consultants, Georg-Schmid Weg 4, Oberpfaffenhofen, D-82234 WESSLING, Germany
T/F: + [49] (8153) 1405/95-2983, e-mail: e.lueneburg@t-online.de

Collaborators (Соавторы): Motoyuki Sato (3), Yoshio Yamaguchi & Hiroyoshi Yamada (4), Wooil Moon (5), Laurent Ferro-Famil & Eric Pottier (6), Andreas Reigber (7), Shane R. Cloude (8), Alberto Moreira & Kostas Papathanassiou (9), Tom Lukowski (10): 3. TU-CNEAS-SATOLAB, Sendai; 4. NU-FEIN-YYHYLAB, Niigata; 5. SNU-SEES-ESI, Seoul; 6. URI-IETR-SAPHIR, Rennes; 7. TUB-P&C, Berlin; 8. AEL, Cupra; 9. DLR-HR, Oberpfaffenhofen; 10. CCRS, Ottawa

За последние 10 лет произошел огромный прогресс в развитии фундаментальной POL-IN-SAR теории и разработки алгоритмов. Это было достигнуто при помощи бортовых и космических платформ с многочастотными и многорежимными POL-SAR, а также POL-IN-SAR сенсорных систем, сравнение и оценка которых будут даны с целью определения незавершенных до настоящего времени миссий томографического и голографического отображения. Поскольку функционирование бортовых испытательных установок чрезвычайно дорого, самолетные платформы не подходят для рутинного мониторинга, который лучше осуществляется с помощью беспилотных ЛА (БПЛА). Такие беспилотные ЛА были разработаны для военных применений, однако в них отсутствует возможность реализации POL-IN-SAR технологии. Этот недостаток тщательно анализируется, при этом делается вывод о необходимости чрезвычайно быстрой разработки технологии POL-IN-SAR платформы БПЛА, в особенности для мониторинга изменений в окружающей среде с большим числом приложений, начиная с наводнений, лесных пожаров до тектонических изменений (землетрясения, извержения вулканов), с целью предупреждения об опасности в реальном времени. Однако, для целей глобального мониторинга земных покровов бортовых или БПЛА средств недостаточно, поэтому чрезвычайно важно как можно более быстрое развитие технологии космических платформ с многочастотными и мно-

**Recent Advances in Fully
Polarimetric POL-DIFF-IN-
SAR Sensing and Imaging with
Applications to Geodynamic
Stress-Change Monitoring**

**Wolfgang-Martin Boerner¹, Jorge
J. Morisaki¹ and Ernst Luneburg²**

Very decisive progress was made in advancing fundamental POL-IN-SAR theory and algorithm development during the past decade. This was accomplished with the aid of airborne & shuttle platforms supporting single-to-multi-band multi-modal POL-SAR and also some POL-IN-SAR sensor systems, which will be compared and assessed with the aim of establishing the hitherto not completed but required missions such as tomographic and holographic imaging. Because the operation of airborne test-beds is extremely expensive, aircraft platforms are not suited for routine monitoring missions which is better accomplished with the use drones or UAVs. Such unmanned aerial vehicles were developed for defense applications, however lacking the sophistication of implementing advanced forefront POL-IN-SAR technology. This shortcoming will be thoroughly scrutinized resulting in the finding that we do now need to develop most rapidly POL-IN-SAR drone-platform technology especially for environmental stress-change monitoring with a great variance of applications beginning with flood, bush/forest-fire to tectonic-stress (earth-quake to volcanic eruptions) for real-short-time hazard mitigation. However, for routine global monitoring purposes of the terrestrial covers neither airborne sensor implementation — aircraft and/or drones

гореемими POL-IN-SAR сенсорными системами. Будет проведено сравнение существующей (ENVISAT) и будущих (ALOS-PALSAR, RADARSAT-2, и TERRASAT) систем, а также показано, что на этом этапе развития полностью поляриметрические и поляриметрические-интерференционные режимы работы нужно рассматривать, как предварительные и вспомогательные алгоритмы, а не как обычные режимы.

Ключевые слова: Поляриметрическая и интерферометрическая SAR, формирование изображений бортовыми и космическими SAR, отображение изменений окружающей среды

1. Введение

Радиолокационная поляриметрия и интерферометрия стремительно развиваются, и эти новые РЛ технологии решительно обновляют концепцию «формирование изображений SAR системами». В этой работе делается набросок последовательных достижений, начиная с фундаментальных понятий и освещения основных положений этих методов дистанционного зондирования. Если РЛ поляриметрия позволяет извлечь гораздо большую информацию о тонкой структуре РЛ текстуры, ориентации и форме цели, симметрии и материале, чем обычная амплитудная радиолокация, то РЛ интерферометрия уже может исследовать пространственную (по глубине) структуру. При «формировании изображения в поляриметрической интерферометрической SAR (POL-IN-SAR)» можно одновременно извлечь информацию как о структуре, так и пространственных свойствах. Под этим понимается формирование «цифровых карт местности (DEM)» либо по «полностью поляриметрическим (матрица рассеяния)» данным, либо по «данным изображений интерферометрической SAR» с дополнительной выгодой от одновременного получения трехмерной «POL-IN-DEM» информации. Использование метода СИП POL-IN-SAR для «интерферометрии с перекрытием изображений при повторных проходах» обеспечивает дифференциальную оценку и измерение фона и возможности мониторинга экологических изменений с недостижимой пока точностью, превращаясь в необходимый инструмент оценки и контроля биомассы пла-

— are sufficient; and therefore multi-modal and multi-band space-borne POL-IN-SAR space-shuttle and satellite sensor technology needs to be further advanced at a much more rapid phase. The existing ENVISAT with the forthcoming ALOS-PALSAR, RADARSAT-2, and the TERRASAT will be compared, demonstrating that at this phase of development the fully polarimetric and polarimetric-interferometric modes of operation must be viewed and treated as preliminary algorithm verification support modes and at this phase of development are still not to be viewed as routine modes.

Keywords: Polarimetric and Interferometric Synthetic Aperture Radar, Airborne and Space-borne SAR Imaging, Environmental Stress Change Imaging

1. Introduction

The development of Radar Polarimetry and Radar Interferometry is advancing rapidly, and these novel radar technologies are revamping «Synthetic Aperture Radar Imaging» decisively. In this exposition the successive advancements are sketched — beginning with the fundamental formulations and high-lighting the salient points of these diverse remote sensing techniques. Whereas with radar polarimetry the textural fine-structure, target-orientation and shape, symmetries and material constituents can be recovered with considerable improvements above that of standard 'amplitude-only Polarization Radar'; with radar interferometry the spatial (in depth) structure can be explored. In 'Polarimetric-Interferometric Synthetic Aperture Radar (POL-IN-SAR) Imaging' it is possible to recover such co-registered textural plus spatial properties simultaneously. This includes the extraction of 'Digital Elevation Maps (DEM)' from either 'fully Polarimetric (scattering matrix)' or 'Interferometric (dual antenna) SAR image data takes' with the additional benefit of obtaining co-registered three-dimensional 'POL-IN-DEM' information. Extra-Wide-Band POL-IN-SAR Imaging — when applied to 'Repeat-Pass Image Overlay Interferometry' — provides differential background validation and measurement, stress assessment, and environmental stress-change monitoring capabilities with hitherto unattained accuracy, which are

неты и заболоченных территорий. Совсем недавно, применение метода EWB-POL-D(RP)-IN-SAR с многократным параллельным повторным проходом по трассам, разнесенным по высоте или по горизонтали, привело к появлению метода '*Томографического (мультиинтерферометрического) поляриметрического SAR стерео-отображения*', обладающего возможностями зондирования сквозь листву и вглубь поверхности. Кроме того, ведутся исследования различных направлений, (i) открывающих новые и защищающих существующих спектральные окна "*естественного электромагнитного спектра (NES)*" пригодные для дистанционного зондирования; и (ii) направленных на снижение обычных "*РЧ помех (RFI)*" и предполагаемого "*направленного глушения бортовых и космических POL-IN-SAR платформ*".

2. История развитие РЛ поляриметрии и интерферометрии

Поляриметрия связана с векторной природой поляризованных (векторных) электромагнитных волн во всем спектре от крайних низких частот (КНЧ) до высоких ультра фиолетовых частот (ВУФЧ). Там где происходят резкие или постепенные изменения индекса преломления (или диэлектрической постоянной, магнитной проницаемости и проводимости), поляризационное состояние узкополосной (одночастотной) волны преобразуется, и электромагнитная "*векторная волна*" деполяризуется. Когда волна проходит сквозь среду с изменяющимся индексом преломления или облучает РЛ цель и/или подстилающую поверхность, а затем отражается; то в случае '*управления поляризацией*' можно оценить отражаемость, форму и ориентацию отражающего тела. Временные флуктуации вектора электрического поля, в общем случае описывающем эллипс в плоскости, перпендикулярной распространению, играют существенную роль во взаимодействии электромагнитных '*векторных*' волн с материальными телами и средой распространения. Если такое поведение поляризации в терминах "*поляризационного эллипса*" в оптике называется "*эллипсометрией*"; то в радиолокации, лидарных/ладарных приложениях и системах SAR это называется "*поляриметрией*" - от древнегреческого понятия "*измеряющий ориентацию и форму объекта*". Таким образом, эллипсометрия и поляриметрия имеют дело с управлением

essential tools for improved global biomass estimation and also for wetland assessment and monitoring. More recently, by applying multiple parallel repeat-pass EWB-POL-D(RP)-IN-SAR imaging along stacked (altitudinal) or displaced (horizontal) flight-lines will result in '*Tomographic (Multi-Interferometric) Polarimetric SAR Stereo-Imaging*', including foliage and ground penetrating capabilities. In addition, various closely related topics of (i) acquiring additional and protecting existing spectral windows of the "*Natural Electromagnetic Spectrum (NES)*" pertinent to Remote Sensing; and (ii) mitigation against common "*Radio Frequency Interference (RFI)*" and intentional "*Directive Jamming of Airborne & Space borne POL-IN-SAR Imaging Platforms*" are appraised.

2. Historical Development of Radar Polarimetry and Interferometry

Polarimetry deals with the full vector nature of polarized (*vector*) electromagnetic waves throughout the frequency spectrum from Ultra-Low-Frequencies (ULF) to above the Far-Ultra-Violet (FUV). Where there are abrupt or gradual changes in the index of refraction (or permittivity, magnetic permeability, and conductivity), the polarization state of a narrow-band (single-frequency) wave is transformed, and the electromagnetic "*vector wave*" is re-polarized. When the wave passes through a medium of changing index of refraction or when it strikes an object such as a radar target and/or a scattering surface and it is reflected; then, characteristic information about the reflectivity, shape and orientation of the reflecting body can be obtained by implementing '*polarization control*'. The time-dependent behavior of the electric field vector, in general describing an ellipse, in a plane transverse to propagation, plays an essential role in the interaction of *electromagnetic 'vector' waves* with material bodies, and the propagation medium. Whereas, this polarization transformation behavior, expressed in terms of the "*polarization ellipse*" is named "*Ellipsometry*" in Optical Sensing and Imaging; it is denoted as "*Polarimetry*" in Radar, Lidar/Ladar and

когерентными поляризационными свойствами оптических и радиоволн, соответственно; при этом в эллипсометрии в основном используется система координат *FSA* ("рассеяние вперед"), а в поляриметрии используется система координат *BSA* ("рассеяние назад").

3. Поляриметрия и интерферометрия в системах SAR

Если *РЛ поляриметрия* позволяет извлечь гораздо большую информацию о тонкой структуре *РЛ* текстуры, ориентации цели, симметрии и материале, чем 'обычная амплитудная радиолокация', то обычная (скалярная) '*РЛ интерферометрия*' позволяет оценить пространственную структуру (дальность/глубина), по которой может быть построена '*цифровая карта местности*'. Однако, ни один метод не поможет, если сама *POL-SAR* система не выдаст информацию о том, где на возвышении происходит рассеяние; неполяриметрическая *IN-SAR* или военная (неполяриметрическая) бортовая обзорная *РЛС* не может определить возвышение, от которого пришел рассеянный сигнал - независимо от ее разрешения - поэтому такая система не дает нужной информации о вертикальной структуре растительности и подповерхностной информации. Здесь стоит подчеркнуть, что с повышением разрешения поляризационная зависимость становится все более актуальной; существует порог, при превышении которого поляриметрические *IN-SAR* системы становятся абсолютно необходимыми. Хотя *IN-SAR* системы и позволяют восстановить '*цифровые карты местности*', но в большинстве случаев без поляриметрии будет трудно понять происхождение механизмов рассеяния. Кроме того, без полной реализации *POL-IN/TOMO-SAR* метода в большом диапазоне углов наклона будет трудно, или почти невозможно, отличить верхнюю кромку леса от того, что находится внизу, кустарник от слоистой почвы или подповерхностных объектов, т.е. различить вертикальную структуру растительности и полупрозрачного приповерхностного слоя.

SAR Sensing and Imaging - using the ancient Greek meaning of "*measuring orientation and object shape*". Thus, ellipsometry and polarimetry are concerned with the control of the coherent polarization properties of the optical and radio waves, respectively; where in ellipsometry mainly the "*Forward Scattering Alignment (FSA)*" and in polarimetry the "*Back Scattering Alignment (BSA)*" coordinate systems are respectively used.

3. SAR Polarimetry and Interferometry

Whereas with '*Radar Polarimetry*' textural fine-structure, target orientation, symmetries, and material constituents can be recovered with considerable improvement above that of standard '*Amplitude-Only Radar*'; with standard (scalar) '*Radar Interferometry*', the spatial (range/in depth) structure may be resolved, from which '*Digital Elevation Maps*' can be reconstructed. However, neither method is complete in that *POL-SAR* by itself does not provide information on where in elevation the scattering processes take place; and non-polarimetric *IN-SAR* or military (non-polarimetric) air-borne imaging radar cannot infer the elevation from which the scatter comes - irrespective of driving up the resolution - and therefore not providing the desired information about the vertical structure of vegetation and under burden. Here, we emphasize that with increasing resolution, polarization dependence becomes all the more pertinent; and that there exists a threshold level above which polarimetric *IN-SAR* becomes absolutely necessary and prevalent. Although *IN-SAR* enables the recovery of '*Digital Elevation Maps (DEMs)*', without polarimetry it will be difficult to discern - in most cases - the source orientation/location of the scattering mechanisms. In addition, without the full implementation of *POL-IN/TOMO-SAR* imagery with a highly enlarged window of depression angles, it will be difficult or close to impossible to discern the tree-top canopy from that of the understore, thicket under-burden or of the layered soil and sub-surface

4. Разработка специализированных мультисенсорных обзорных платформ

Однако до того как реализовать на практике эти сложные технологии мультисенсорных систем, необходимо выработать стратегию проектирования и изготовления бортовых платформ, которые были бы, в частности, ориентированы на совместное осуществление метода 'радиочастотной EWB-POL-D-IN/TOMO-SAR' и 'оптического гиперспектрального ВИКЧ-ВСЧ-ВУФЧ' режима работы с повторным проходом. Учитывая, что в настоящее время предпринимаются усилия по усовершенствованию технологии POL-IN-SAR переднего обзора, необходимо проектировать платформы с минимальными структурными помехами, чтобы можно было использовать весь диапазон частот (от УКВ, если не ВЧ, до КВЧ плюс расширенный оптический (ВИКЧ-ВСЧ-ВУФЧ) диапазон), и желательно на одной и той же сенсорной платформе. Поскольку со времени появления в конце 50-х годов платформы P-3 Orion — охотника за подводными лодками, не было создано ни одной новой специализированной 'Многоцелевой бортовой платформы обзорной SAR', было бы чрезвычайно своевременно и оправданно обратиться к планирующим структурам DOD, NASA (HQT-JPL), DOC (USGS+NOAA), NATO, ESA, NASDA, и т.д., с тем, чтобы присвоить высший приоритет этому запоздалому требованию по обеспечению доступа к 'идеальным отображающим платформам', необходимым как для области военных приложений в части 'гарантирования безопасности страны', так и для оценки состояния окружающей среды и возникающих природных изменений во всем мире. Использование только лишь существующих бортовых платформ уже недостаточно, поскольку полностью поляриметрические СШП POL-SAR интерферометры, в состав которых входят несколько систем SAR, не могут функционировать на неправильно сконструированных ("поляриметрически неуклюжих") платформах, создающих различные помехи.

under-burden, i.e. discern the vertical structure of vegetation and semi-transparent underburden.

4. Design of Mission-Oriented Multi-Sensor Imaging Platforms

However, in order to realize the implementation of such highly demanding multi-sensor technologies, it will at the same time be necessary to develop a strategy for the design and manufacture of airborne sensor platforms which are mission-oriented specifically for the joint 'Extended Radio-Frequency EWB-POL-D-IN/TOMO-SAR' plus 'Extended Optical Hyper-Spectral FIR-VIS-FUV Repeat-Pass modes of operation. Also, considering that there exist currently efforts to perfect Forward-Looking POL-IN-SAR technology, it is necessary to design platforms with minimal structural interference obstructions, so that the entire frequency regime from at least VHF, if not even HF, up to EHF plus the extended Optical (FIR-VIS-FUV) Regime can be accommodated — desirable on one and the same sensor platform. Considering that there was no truly mission-oriented new 'Multi-purpose SAR IMAGING AIRCRAFT PLATFORM' designed since that of the P-3 Orion submarine hunting platforms of the late Fifties, it is a timely and highly justifiable request to our forward looking, visionary Planning Offices of DOD, NASA (HQT-JPL), DOC (USGS + NOAA), NATO, ESA, NASDA, etc., to place top priority on this long overdue demand of having access to the 'ideal imaging platforms' required to execute both the military wide area 'homeland security surveillance' as well as the environmental background validation, environmental stress-assessment and stress-change monitoring missions — world-wide. Just to make use of existing air-borne platforms of opportunity; is no longer sufficient; because EWB/UWB fully polarimetric POL-SAR Multi-SAR-Interferometers cannot tolerate any platform generated multi-path scattering obstructions unavoidably encountered with all of these "polarimetrically clumsy", venerated platform designs.

С одной стороны, для разработки новых многорежимных, многополосных POL-IN-SAR сенсорных обзорных систем возможно использование достаточно недорогих БПЛА; поскольку они действительно могут закрыть небольшую нишу при проведении обычного дистанционного зондирования окружающей среды и обеспечении 'вопросов безопасности' в безлюдных регионах. Таким образом, почему бы вместо расходование огромных и бесполезных усилий по устранению влияния конструкций существующих платформ ради разработки суперсовременных алгоритмов в программах отображения с высоким разрешением и обнаружения целей; не заняться (непосредственно и без суматохи) планированием и конструированием "POL-IN/TOMO-SAR платформ" с изменяющимися, в зависимости от назначения и требуемых характеристик, размерами, что требуется уже сейчас и немедленно! В частности, нужно разработать идеальный набор обзорных платформ (для малых, средних и больших высот с небольшими, средними и большими размерами) с тем, чтобы удовлетворить срочные и реальные потребности по обеспечению 'безопасности страны'.

5. Необходимость СИП POL-IN-SAR отображения при мониторинге окружающей среды

В зависимости от дисперсионных и структурных свойств поверхности рассеяния, растительности и/или геологического строения, необходимо тщательно выбирать соответствующий частотный диапазон — *согласованный с определенным сценарием экологического мониторинга*. Это — обязательное требование для получения высотной + структурной информации (вслед за материальными параметрами биомассы) о растительном покрове относительно приповерхностного слоя, поверхностного слоя относительно подповерхностного. С усложнением сценария многослойного рассеяния при зондировании окружающей среды, увеличение числа согласованных со сценарием рассеяния частотных диапазонов (в пределах от *EWB (ГИПЕР-ДИАПАЗОН и СИП ДИАПАЗОН) POL-IN-SAR* от 10 (100) МГц до 100 (10) ГГц становится все более важным и необходимым. Например, для как можно более точной (по возможности) оценки биомассы участков с таким типом растительности, как

For one thing, the utilization of UAVs is not the most cost saving approach for the development of novel multi-modal, multi-band POL-IN-SAR imaging sensor systems; whereas, they indeed may provide the desired modicum of operation for routine environmental remote sensing and 'homeland security' monitoring tasks in desolate regions. Thus, instead of expending any more dead-end efforts on the elimination of platform interference effects of existing imaging platforms for the purpose of developing hyper-fine image processing algorithms in the high-resolution imaging and target detection programs; why not directly and without any further ado aggressively attack the planning and design of the "*Ultimate POL-IN/TOMO-SAR Platforms*", varying in size according to application and mission performance, required already now, and immediately! Specifically, we require to developing the ideal set of low/medium/high-altitude versus small/medium/large-sized imaging platforms also for satisfying the urgent and realistic needs of 'homeland security surveillance'.

5. Need for EWB (Hyper-Band) POL-IN-SAR Imaging in Environmental Monitoring

Depending on the dispersive material and structural properties of the scattering surface, the vegetative over-burden and/or geological under-burden, a careful choice of the appropriate frequency bands — *matched to each specific environmental scenario* — must be made. This is strictly required in order to recover — next to material bio-mass parameters — canopy versus sub-canopy versus under-store, ground-surface versus sub-surface DEM + STRUCTURE information. With increasing complexity of the environmental multi-layered scattering scenario, the implementation of increasing numbers of scenario-matched frequency bands — in the limit — contiguous *EWB (HYPER-BAND and ULTRA-WIDE-BAND) POL-IN-SAR* across 10 (100) MHz to 100 (10) GHz becomes all the more necessary and essential. For example, in order to assess — as accurately as ever possible — the bio-

кустарник арктической тундры, арктическая тайга, тропические леса умеренной зоны, саванны с редкой растительностью, плотная растительность субтропических и экваториальных джунглей, в каждом случае требуется выбор различных POL-IN-SAR отображающих платформ, которые могут работать в разных диапазонах (в оптимальном режиме от ВЧ/УКВ {(10) 100 МГц} диапазона до КВЧ (100 ГГц)) и на разных высотах. Точно так же, для более точной и проверяемой оценки влажности и шероховатости почвы, а также эквивалентного содержания воды в снеге, необходима реализация многополосных и разновысотных POL-IN/TOMO-SAR систем. Здесь следует подчеркнуть необходимость быстрого прогресса этих методов POL-IN-SAR отображения для улучшения все еще плохо работающих алгоритмов оценки биомассы, важность которых весьма велика.

Идеальные рабочие высоты платформ также отличаются от одного сценария к другому. Для большинства лесов с плотной и полуплотной растительностью умеренных зон оптимальным может быть расширенный ОБЧ/УВЧ/СВЧ диапазон (600-5000 МГц). Тогда как для плотного девственного экваториального леса с огромными деревьями, обладающими высокой проводимостью, требуется СШП диапазон (10-1000 МГц), и т.д. Таким образом, имеющийся выбор частотных диапазонов для оценки биомассы весьма ограничен и недостаточен для случая L/S/C/X-диапазонов, лежащих выше верхней кривой насыщения гистерезиса биомассы, тогда как номинальный Р-диапазон (420 МГц) лежит значительно ниже нижней кривой насыщения для большинства типов областей покрытых лесами в умеренных климатических зонах. Точно так же, для восстановления трехмерной подповерхностной информации о сухих и влажных почвах, включая свойства влажности почвы, оптимальный СШП ВЧ/УВЧ диапазон лежит ниже номинального Р-диапазона (420 МГц) до 10 МГц. Таким образом, адаптивные режимы работы СШП POL-IN/TOMO-SAR становятся обязательным условием для получения трехмерной информации об окружающей среде, оценки и мониторинга происходящих в ней изменений.

mass of specific types of forested regions (such as boreal tundra shrubbery, versus boreal taiga, versus temperate-zone rainforests, versus sparsely vegetated savannahs, versus dense sub-tropical to equatorial jungle-forests) requires in each case a different choice of multiple-to-wide-band POL-IN-SAR imaging platforms, not necessarily operated at one and the same band and at one fixed altitude, for optimal performance within the HF/VHF{(10)100 MHz} to EHF (100 GHz) regime. Similarly, for more accurate and verifiable estimation of soil moisture and roughness, and of snow water equivalence such multi-band and multi-altitudinal POL-IN/TOMO-SAR implementations become essential. Here, we emphasize the need for the rapid advancement of these integrated POL-IN-SAR Imaging techniques in order for advancing the still overall poorly performing bio-mass estimation algorithms, which still lack such vital capabilities.

The ideal operational altitudes also differ from one scenario to the other. For most semi-dense to dense forests of the temperate zones, the EWB VHF/UHF/SHF (600-5000 MHz) regime may be optimal. Whereas, for a dense virgin equatorial rain forest with huge trees of highly conductive hard-wood, the UWB (10-1000 MHz) regime is required, etc. Thus, the current choice of frequency bands for bio-mass determination is indeed very limited and insufficient in that the L/S/C/X-Bands all lie well above the upper saturation curve; and, the nominal P-Band (420 MHz) well below the lower saturation curve of the bio-mass hysteresis – for most types of forested regions within the temperate climatic zones. Similarly, in order to recover the three-dimensional sub-surface image information of dry to wet soils including its soil moisture properties, the optimal EWB HF/VHF-regime lies below the nominal P-Band (420 MHz) to well below 10 MHz. Thus, adaptive EWB-POL-IN/TOMO-SAR modes of operation become a stringent requirement for three-dimensional environmental background validation, stress assessment, and stress-change monitoring.

6. Выводы

Необходимо предпринять все возможные усилия, чтобы расширять и увеличивать, но и не пренебрегать уже существующими, но пока еще недостаточно используемыми для научных целей, свободными 'спектральными окнами для целей дистанционного зондирования', которые следует распределить с 'логарифмической периодичностью' во всех имеющихся частотных диапазонах приблизительно от 1 (10) МГц до 300 (100) ГГц, и выше. Кроме того, для надежной и более точной оценки параметров биомассы необходимо использовать поляриметрические гиперспектральные результаты отображения, полученные в расширенном ВИКЧ-ВСЧ-ВУФЧ диапазоне. Необходимо сейчас и немедленно начать решение проблем распределения частот и частотных диапазонов (с учетом таких современных цифровых методов как цифровое формирование луча антенны, цифровое кодирование и корреляция), уменьшения помех при цифровом вещании, а также снижение угрозы внешних помех, тем более, что этого требует неизбежная реализация методов POL-IN/TOMO-SAR наблюдения и дистанционного зондирования.

6. Conclusions

Every possible effort must be made to expand and to extend but not to give up the existing, highly insufficient availability of free scientific 'remote sensing spectral windows', which must absolutely be spread with 'deca-logarithmic periodicity' throughout the pertinent frequency bands of about 1 (10) MHz to 300 (100) GHz, and beyond. In addition, for a reliable and more accurate estimation of biomass parameters, it is definitely necessary to add and include polarimetric hyperspectral EO wideband FIR-VIS-FUV imagery. The entire issues of frequency allocation and radio spectral-band sharing – coupled with modern advanced digital techniques, such as digital antenna beam forming, digital coding and correlation – plus digital radio frequency interference reduction as well as RFI threat mitigation must be re-addressed totally and immediately – especially as regards the unavoidable implementation of POL-IN/TOMO-SAR surveillance and remote sensing technology.

Литература

References

- [1] W-M. Boerner, Recent Advances in Extra-Wide-Band Polarimetry, Interferometry and Polarimetric Interferometry in Synthetic Aperture Remote Sensing, and its Applications, IEE Proc.-Radar Sonar Navigation, *Special Issue of the EUSAR-02*, vol. 150, no. 3, June 2003, pp. 113-125
- [2] Boerner, W-M., et al., (Guest Eds.), 1981, IEEE Transactions on the Antennas & Propagation Society, vol. 29(2), Special Issue, Inverse Methods in Electromagnetics, (417 p.) [Also see: Boerner, W-M. et al, "Polarization dependence in electromagnetic inverse problems", *ibid*, pp. 267-271].
- [3] Boerner, W-M. et al. (eds.), 1992, *Direct and Inverse Methods in Radar Polarimetry*, NATO-ARW, Sept. 18-24, 1988, Proc., Chief Editor, 1987-1991, (1,938 pages), NATO-ASI Series C: Math & Phys. Sciences, vol. C-350, Parts 1&2, D. Reidel Publ. Co., Kluwer Academic Publ., Dordrecht, NL, 1992 Feb. 15.
- [4] Boerner, W-M., H. Mott, E. Luneburg, C. Livingston, B. Brisco, R. J. Brown and J. S. Paterson with contributions by S.R. Cloude, E. Krogager, J.S. Lee, D.L. Schuler, J. J. van Zyl, D. Randall P. Budkewitsch and E. Pottier, 1998, "Polarimetry in Radar Remote Sensing: Basic and Applied Concepts", Chapter 5 (pp. 271-357, + 12 image plates) in F.M. Henderson, and A.J. Lewis, (eds.), *Principles and Applications of Imaging Radar*, vol. 2 of *Manual of Remote Sensing*, (ed. R.A. Ryerson), Third Edition, John Wiley & Sons, New York, 940 p, ISBN: 0-471-29406-3.

Поляризационные бистабильные оптические устройства

В.А. Табарин

Сургутский государственный университет
E-mail: tabarin@surguttel.ru

В докладе дан обзор устройств, в которых реализуется поляризационная оптическая бистабильность. В частности, введена классификация видов бистабильности. Рассмотрены первые конструкции устройств, использующих нелинейные резонаторы Фабри-Перо с оптическим кристаллом, предложенные А. Корпел и А. Лохманн. В приборе такого типа общая выходная мощность всегда одинакова для двух состояний бистабильности. Н. Lee и Y. Chen предложили схему, в которой входными и выходными параметрами являются состояния поляризации оптического излучения. Предложенная схема основана на эффекте Фарадея с использованием внешней электрической обратной связи. Кроме указанных приборов в докладе приведены устройства поляризационной оптической бистабильности, разработанные автором с сотрудниками.

Предложен поляризационный бистабильный элемент с электрической обратной связью на основе He-Ne лазера на длине волны $\lambda=3,39$ мкм, в резонатор которого помещена ячейка Фарадея на монокристалле железиттриевого граната. В данном элементе происходит переключение состояния поляризации с τ^+ на τ^- и наоборот.

Оптическая бистабильность — быстро развивающаяся область современных исследований. Внимание к ней обусловлено возможностями ее практических применений к полностью оптическим схемам логики и теми интересными явлениями, которые лежат в ее основе.

Оптическая бистабильность в пассивной, невозбужденной среде впервые наблюдалась в парах натрия в 1974 г. Затем были выполнены эксперименты с самыми разнообразными системами, включая миниатюрные полупроводниковые лазеры. В настоящее время прикладные работы направлены на оптимизацию этих элементов, разработку устройств на их основе и т.д. Различают, так называемые амплитудную и возникшую существенно позже поляризационную бистабильность.

Polarization Bistable Optical Devices

V.A. Tabarin

Surgut State University
E-mail: tabarin@surguttel.ru

The paper presents review of devices in which the polarization optical bistability is realized. In particular the classification of bistability aspects is introduced. The first design of the devices using nonlinear Fabry-Perot resonators with an optical crystal suggested by A. Korpel and A. Lohmann are considered. In such type device, the full output power is always the same for two bistability states. H. Lee and Y. Chen suggested a circuit, in which polarization states of optical radiation are input and output parameters. The given circuit is based on the Faraday effect using an external electric feedback. Besides the devices specified in the paper, devices of polarization optical bistability developed by the author and co-workers are presented.

A polarization bistable element with electric feedback based on He-Ne laser with $\lambda=3.39$ μm is suggested. The Faraday cell on iron-yttrium garnet mono-crystal is placed in the laser resonator, where switching of polarization state from τ^+ to τ^- and vice versa takes place.

The optical bistability is the fast developing area of modern research. Such attention is caused by opportunities of its practical application in completely optical logic circuits and the interesting phenomena which it reveals.

The optical bistability in a passive not excited medium was observed for the first time in sodium vapours in 1974. Then experiments with different systems including miniature semiconductor lasers have been performed. Now applied works are directed to optimization of these elements, the development of devices on their basis, etc. There are so-called amplitude bistability and the subsequent polarization bistability.

Введем основные определения и обозначения. Говорят, что система оптически бистабильна, если при одном и том же значении входного сигнала I_{in} в некоторой области его изменения выходной сигнал I_T имеет два уровня интенсивности. Так, система, передаточная характеристика которой изображена на рис. 1, бистабильна в диапазоне интенсивностей входного излучения от I_{in1} до I_{in2} .

Let us introduce basic definitions and designations. A system is called as optically bistable, if for the same value of input signal I_{in} within some area its changing the output signal I_T has two levels of intensity. So, the system with transfer characteristic shown in Fig. 1 is bistable over the range of intensities of input radiation from I_{in1} up to I_{in2} .

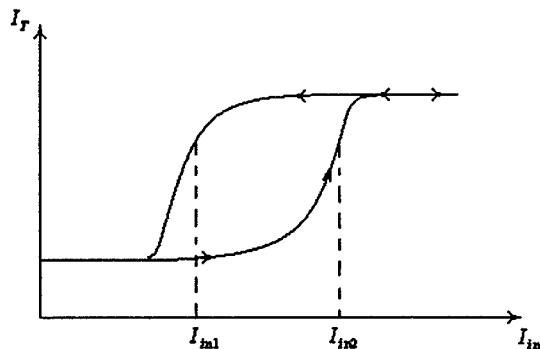


Рис. 1. Передаточная характеристика устройства с амплитудной бистабильностью
Fig. 1. Transfer characteristic of amplitude bistability device

Очевидно, что такая системы является нелинейной, так как I_T нельзя получить путем простого умножения I_{in} на постоянное число. Чтобы получить бистабильный отклик, одной нелинейной системы недостаточно. Необходима еще обратная связь, которая позволяет получить многозначность нелинейного пропускания, т.е. бистабильность. Это и есть амплитудная оптическая бистабильность (АОБ), подробно описанная в [1].

Отличительной особенностью бистабильных устройств является наличие гистерезиса в передаточной характеристике оптической системы.

Поляризационная оптическая бистабильность (ПОБ) впервые описана в [2]. Ее авторы Korpel и Lohmann предложили несколько перспективных систем по ПОБ. ПОБ система это своего рода модификация АБ системы, где два состояния оптической бистабильности определяются не величиной выходного сигнала, а только состоянием поляризации этого сигнала. В идеальном приборе такого типа общая выходная мощность всегда должна быть одинакова для двух состояний бистабильности. В принципе в таких устройствах энергия не рассеивается, за исключением неизбежных потерь за счет поглощения.

Obviously such system is nonlinear, since I_T can not be obtained by common multiplication of I_{in} by a constant. It is not sufficient to have a nonlinear system, to get a bistable response. We need a feedback, which allows to provide a multivalued nonlinear transmission, i.e. bistability. It is the amplitude optical bistability (AOB) that was described in details in [1].

The distinctive feature of bistable devices is presence of a hysteresis in the transfer characteristic of an optical system.

For the first time, polarization optical bistability (POB) was described in [2]. The authors, Korpel and Lohmann, suggested several perspective POB systems. A POB system is some kind of modification of AOB system, where two states of the optical bistability are determined by only polarization state of this signal, rather than by output signal magnitude. In an ideal device, the total output power always should be equal for two states of the bistability. Basically in such devices energy does not dissipate except for inevitable losses due to absorption.

Поляризационная бистабильность может быть получена следующим образом. Пусть обычный изотропный резонатор Фабри-Перо (далее ФП) освещается x -поляризованным светом (рис. 2).

Состояние поляризации отраженного света меняется на y -поляризацию с помощью полуволновой пластинки $\lambda/2$. Прошедший луч направляется на так называемый расщепитель поляризованного луча (РПЛ). Как видно из рис. 2 РПЛ собирает прошедший и отраженный лучи и направляет их в одну сторону.

The polarization bistability can be obtained as follows. Let a conventional isotropic Fabry-Perot resonator (further FP) is illuminated by x -polarized light (Fig. 2).

The polarization state of reflected light is transformed to y -polarization with using the half-wave plate $\lambda/2$. The passing beam goes to splitter of polarized beam (SPB). The SPB collects the passing and reflected beams and directs them to one side (see Fig. 2).

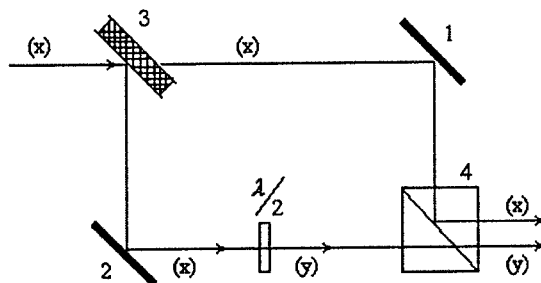


Рис. 2. Устройство ПОБ (1, 2 – зеркала, 3 – резонатор Фабри-Перо, 4 – расщепитель поляризованного луча)

Fig. 2. POB device: mirrors (1 and 2), Fabry-Perot resonator (3), polarized beam splitter (4)

Если теперь в резонатор ФП ввести, например, электрооптический кристалл, показатель преломления которого зависит от интенсивности излучения, то при подаче луча света на вход резонатора ФП, фазовая задержка внутри резонатора будет изменяться пропорционально показателю преломления $n = n_0 + n_1 I$, где величина I пропорциональна мощности, прошедшей через ФП резонатор.

В результате мощность прошедшего луча (TRANS) будет соответствовать нижней части графика (рис. 3), в то время как изменение мощности отраженного луча (REFL) соответствует верхней части графика (рис. 3).

Следовательно, в случае реализации верхней части графика (при движении вверх по кривой REFL) выходное излучение будет преимущественно y -поляризовано, как показано треугольниками на рис. 3. При перемещении по графику вниз (REFL) выходное излучение будет x -поляризовано, до тех пор, пока величина входной мощности будет выше минимального значения области бистабильности. Квадраты на графиках рис. 3 означают нисхо-

If to place an electro-optic crystal, which refractive index depends on radiation intensity, into the FP resonator, the phase delay inside the resonator will vary proportionally to the refractive index $n = n_0 + n_1 I$ (magnitude I is proportional to the power passing through the FP resonator) while light beam illuminating the resonator input.

As a result, the passing (TRANS) and reflected (REFL) beam powers will correspond to the lower and the upper parts of the diagram (Fig. 3), correspondingly.

Therefore, if the diagram's upper part is realized (while moving up along REFL curve) the output radiation will be mainly y -polarized, as designated by triangles in Fig. 3. While moving down along REFL curve, the output radiation will be x -polarized until the input power magnitude is higher than the minimum value of the bistability area. The squares in Fig. 3 mark the descending conditions.

дящие состояния. Как видим, в этом методе получения ПОБ используется нелинейный резонатор ФП. Новым также является то, что оба луча прошедший и отраженный используются для формирования выходного излучения. Интенсивности излучений I_x и I_y считаются одинаковыми.

As is seen, this method of POB implementation uses a nonlinear FP resonator. The new is also that both, passing and reflected, beams are used for forming the output radiation. The radiation intensities I_x and I_y are considered to be equal.

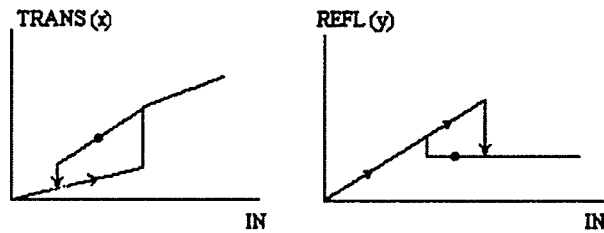


Рис. 3. Передаточные характеристики устройства, изображенного на рис. 2
Fig. 3. Transfer characteristics of the device shown in Fig. 2

В ряде работ предложены другие схемные решения. В работе [3] анализируется возможность получения поляризационной оптической бистабильности, в которой входными и выходными параметрами являются состояния поляризации оптического излучения. Предложенная ПОБ основана на эффекте Фарадея с использованием внешней электрической обратной связи (рис. 4).

There are works where another circuitry are suggested. In [3] the opportunity to provide the polarization optical bistability is analyzed, when polarization states of optical radiation are the input and output parameters. The given POB is based on the Faraday effect with using the external electric feedback (Fig. 4).

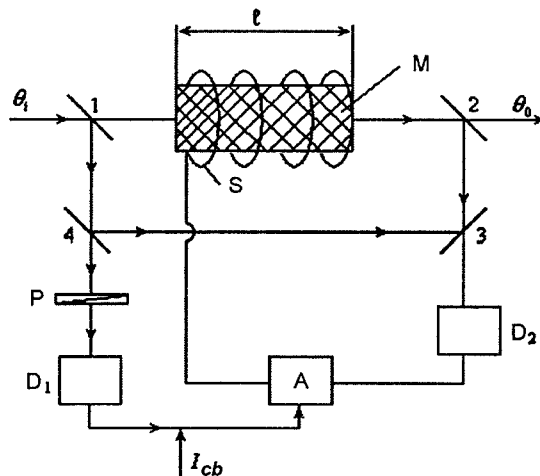


Рис. 4. Устройство ПОБ на эффекте Фарадея (1-4 – зеркала; P – поляризатор; A – усилитель обратной связи; D₁, D₂ – фотодетекторы; I_{cb} – постоянное смещение; S – соленоид; M – магнитный образец)

Fig. 4. POB device based on Faraday effect: mirrors (1 to 4), polarizer (P), feedback amplifier (A), photodetectors (D₁, D₂), constant bias (I_{cb}), solenoid (S), magnetic sample (M)

За основу взят магнитооптический материал. Согласно эффекту Фарадея угол поворота плоскости поляризации пропорционален величине магнитного поля, подаваемого на образец

$$Q_0 - Q_i = l\beta H. \quad (1)$$

Здесь Q_i , Q_0 — углы плоскостей поляризации соответственно на образец света вышедшего из образца луча, l — длина образца, H — величина напряженности магнитного поля.

Линейно поляризованная монохроматическая волна с углом поляризации Q_i (рис. 4) падает на магнитный материал. Тогда угол поляризации выходного излучения будет Q_0 . Внешняя обратная связь обеспечивает ток в катушке, который, в свою очередь, определяется интенсивностью света, падающего на детектор D_2 .

На входном окне D_2 происходит интерференция двух лучей: частично ослабленного входного и выходного. Сигнал с нагрузки D_2 подается на усилитель тока, коэффициент усиления которого зависит от интенсивности падающего на магнитный образец излучения. Из соотношения (1) можно найти зависимость угла поляризации выходного луча от угла поляризации входного луча. На рис. 5 приведены три зависимости величины H от Q_0 для различных значений Q_i

The basis is a magneto-optical material. According to the Faraday effect, the rotation angle of the polarization plane is proportional to magnetic field magnitude applied to the sample

Here Q_i , Q_0 are angles of the polarization planes of incident and output radiation, l is the sample length, H is the magnetizing force value.

The linearly polarized monochromatic wave with the polarization angle Q_i (see Fig. 4) falls on the magnetic material. Then the polarization angle of the output radiation is Q_0 . The external feedback provides the coil current, which is terminated by the light intensity on the detector D_2 .

At the input window D_2 there is interference between partly attenuated input beam and the output beam. The signal from D_2 load is applied at the current amplifier, which gain depends on intensity of radiation incident upon the magnetic sample. Using (1) it is possible to find dependence of the output beam's polarization angle on the polarization angle of the input beam. Figure 5 shows three dependences of H versus Q_0 for different Q_i values

$$Q_{i0} = Q_i, \quad Q_{i0} = Q_i + \frac{\pi}{2}, \quad Q_{i0} = Q_i - \frac{\pi}{2}.$$

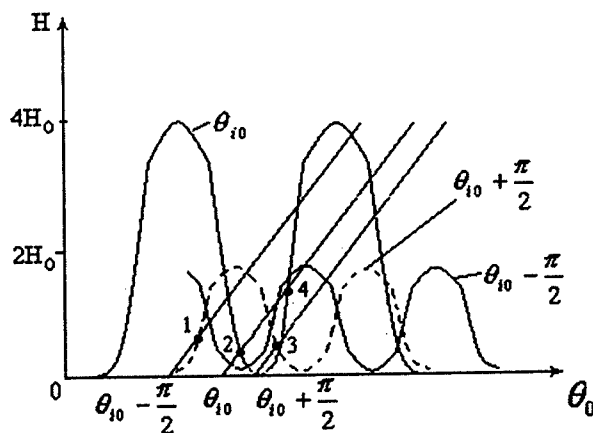


Рис. 5. Передаточная характеристика устройства, изображенного на рис. 4
Fig. 5. Transfer characteristics of the device shown in Fig. 4

Наличие ПОБ в данной схеме определяется существованием двух и более значений Q_0 для какого-либо Q_i . Как видно из рис. 5 лишь для $Q_0 = Q_i$ имеет место бистабильность, так как в этом случае точки 2 и 4 на рис. 5 соответствуют двум различным углам Q_0 при одном и том же значении Q_i .

А наличие лишь по одному значению Q_0 (точки 1 и 3) свидетельствует об отсутствии бистабильности для этих случаев.

Таким образом, авторы [3] показали, что возможно создание ПОБ с использованием эффекта Фарадея и электрической обратной связи.

Кроме указанных приборов, в докладе приведены устройства ПОБ, разработанные автором с сотрудником. В частности, рассмотрены схемы ПОБ с использованием магнитной дифракционной решетки и He-Ne лазера с внутрирезонаторной ячейкой Фарадея. В последнем элементе в зависимости от величины падающей на образец мощности происходит переключение состояния поляризации с τ^+ на τ^- и наоборот.

Рассмотренные ПОБ элементы при соответствующей оптимизации могут найти применение как компоненты оптических компьютеров, систем связи, оптических переключателей и т.д.

The POB presence in the given circuit is determined by existence of two and more values of Q_0 for any Q_i . It is seen from Fig. 5 that the bistability occurs only for $Q_0 = Q_i$, since the points 2 and 4 in Fig. 5 correspond to two different angles Q_0 for the same Q_i value.

The existence of one value of Q_0 (points 1 and 3) only testifies lack of the bistability.

Thus, the authors [3] have shown that it is possible to design POB using the Faraday effect and the electric feedback.

Besides the given devices, the POB devices developed by the author and his co-worker are considered in the presentation. In particular, there are analysed POB circuitry with the use of magnetic diffraction grating and He-Ne laser with an inside-resonator Faraday cell. The latter element provides polarization state switching, from τ^+ to τ^- and vice versa, depending on the incident power.

The POB elements above can be used (after corresponding optimization) as components of optical computers, communication systems, optical switches, etc.

Литература

- [1] Х. Гиббс. Оптическая бистабильность М., Мир, 1988, 510 с.
- [2] А. Korpel и А. Lohmann. Polarization and optical bistability. Appl, Opt, 1986, vol. 25, No. 10, pp. 1528-1529
- [3] Y.C. Chen and J.M. Liu. Optical polarization bistability using the Faraday effect. Appl. Optics. 1987, vol. 26, No. 17, pp. 3486-3487
- [4] Табарин В.А., Шадрин Г.А. Оптическая бистабильность на основе магнитных решеток. Письма в ЖТФ, 2001, том 27, вып. 12, стр. 75-80
- [5] Табарин В.А. Оптический поляризационный бистабильный элемент на ячейке Фарадея. (Настоящий сборник докладов, 2004)
- [1] H. Gibbs. Optical bistability. Moscow, «Mir» Publ., 1988 (*in Russian*)
- [4] Tabarin V.A., Shadrin G.A. Optical bistability on the basis of magnetic lattices. Pisma v ZhTF, 2001, vol. 27, No. 12, pp. 75-80 (*in Russian*)
- [5] Tabarin V.A. Optical polarization bistable element based on Faraday cell. (Published in this Proceedings)

Конфликт интересов потребителей при совместном использовании частотных диапазонов в задаче дистанционного РЛ зондирования: распределение частот, уменьшение помех и снижение угрозы безопасности — Обзор современного состояния

Вольфганг-Мартин Бёрнер¹, Йорг Дж. Морисаки¹ и Эрнст Люнебург²

¹ UIC-ECE/CSN, m/c 154, 900 W. Taylor Street, SEL-W (607) - 4210, CHICAGO, IL/USA
60607-7018

T&F: + [1] (312) 996-5480, e-mail: boerner@ece.uic.edu, jmorisak@ece.uic.edu

² EML Consultants, Georg-Schmid Weg 4, Oberpfaffenhofen, D-82234 WESSLING, Germany
T/F: + [49] (8153) 1405/95-2983, e-mail: e.lueneburg@t-online.de

1. Введение

Сообщество пользователей частотных диапазонов ЭМ волн от УНЧ до ВУФЧ быстро растет; электромагнитный спектр все более уплотняется в соответствии с распределением диапазонов, приводя к прямой конфронтации между активными и пассивными пользовательскими группами. Активная пользовательская группа включает в себя индустрию наземной-космической мобильной теле-видео коммуникации, теленавигацию, вооруженные силы и сообщество активного дистанционного зондирования, интересы которых все более и более сталкиваются между собой, требуя снижения уровня помех. В статье рассматриваются эти важные аспекты обеспечения возможностей наземной-космической мобильной теле-видео коммуникации и навигации, а так же задач военного обзора и мониторинга изменений окружающей среды на земле, с воздуха и из космоса.

2. Фон

Сообщество пользователей частотных диапазонов ЭМВ от УНЧ до ВУФЧ быстро растет; и *естественный электромагнитный спектр (NES)* — один из самых основных ресурсов — все более уплотняется в соответствии с распределением диапазонов. Это привело к пря-

User Collusion for Joint Utilization of Electromagnetic Frequency Bands in Radar Remote Sensing: Frequency Allocation, Interference Reduction and Security Threat Mitigation — A State-of-the-Art Overview

Wolfgang-Martin Boerner¹, Jorge J. Morisaki¹ and Ernst Luneburg²

1. Introduction

The user community of electromagnetic frequency bands within the ULF to FUV bands is rapidly increasing; and the electromagnetic spectrum is being overtaxed in providing required band allocations, resulting in direct confrontations between the active and the passive user groups. The active user group includes the entire terrestrial-space & mobile tele/video-communications industry, tele-navigation, the military and active remote sensing communities, whose interests among themselves are colliding increasingly, requiring introduction of RFI reduction. An introduction to these highly important aspects of securing our capabilities in terrestrial space-tele/video-communications & navigation as well as in military surveillance and environmental stress change monitoring at ground, from air and space is given.

2. Background

The user community of the electromagnetic frequency bands within the ULF-band to the FUV-band is rapidly increasing; and the *natural electromagnetic spectrum (NES)* — one of the most fundamental Resources — is being overtaxed in

мой конфронтации между активным и пассивными пользовательскими группами. Активная пользовательская группа включает в себя индустрию наземной-космической мобильной теле-видео коммуникации, теленавигацию, охватывающую американскую GPS (глобальная система определения местоположения), российскую GLONASS (глобальная навигационная спутниковая система), и европейскую GNSS (глобальная навигационная спутниковая система), оборонное и другие сообщества активного дистанционного зондирования, интересы которых все более сталкиваются с ростом частоты, поскольку имеющиеся частотные диапазоны уже недостаточны для удовлетворения всех потребностей. Интересы пассивного пользовательского направления, охватывающего аэронавию, радиоастрономию, пассивное зондирование в ближней и дальней зоне, так же вступают в конфликт, поскольку радиоастрономия и по большей части аэронавигация направлена вовне — к планетам и галактике, тогда как бортовые и спутниковые многорежимные системы пассивного и активного дистанционного зондирования направлены вертикально вниз — на Землю, что также приносит помехи активным пользовательским группам. Кроме того, быстрая экспансия систем мобильной связи (от узкополосных до США) создает хаос и загоняет нас в неизбежный тупик. Поэтому необходимо немедленно начать решение проблем распределения частот и частотных диапазонов (с учетом таких современных передовых цифровых методов как цифровое формирование луча антенны, цифровое кодирование и корреляция), и уменьшения помех при цифровом вещании. Хотя до настоящего времени использование электромагнитного спектра при дистанционном зондировании было экономически абсолютно нежизнеспособно и может оставаться невыгодным предприятием, мы требуем, чтобы был принят совершенно новый подход. Это могло бы означать дополнительный налог при использовании NES коммерческими пользователями, чтобы обслуживать и использовать диапазоны для пассивного и активного дистанционного зондирования; это нужно считать оправданной мерой, если мы хотим непрерывно и в полном масштабе контролировать здоровье планеты Земля; и даже «современный телекоммуникационный комплекс» не сможет отрицать этого. Мы, члены сообщества дистанционного зондирования долж-

providing the required frequency band allocations. This has led to direct confrontations between the active and the passive user groups. The active user group includes the entire terrestrial-space & mobile tele/video-communications industry, tele-navigation including the US GPS (Global Positioning System), the RF GLONASS (GLObal Navigation Satellite System), and the EU GNSS (Global Navigation Satellite System), the defense and other active remote sensing communities, whose interests among themselves are colliding with increasing frequency because the available spectral bands are not sufficient for satisfying all needs. The passive user group consisting of aeronomy, radio-astronomy and of passive near-field sounding & far-field remote sensing are also colliding because radio-astronomy and in great parts aeronomy are directed outward toward the planetary and galactic space, whereas airborne and shuttle/satellite multi-modal passive and active remote sensing is looking down close-to-nadir on the terrestrial covers, which tends to add to the interference by the active user groups. Furthermore, the rapid increase of expanding narrow-band to ultra-wide-band mobile communication is creating havoc and an unavoidable impasse. Therefore, the entire issue of frequency allocation and radio spectral-band sharing coupled with modern advanced digital techniques, such as digital antenna beam forming, digital coding and correlation plus digital radio frequency interference reduction must be re-addressed totally. Although hitherto remote sensing utilization of the electromagnetic spectrum was absolutely not an economically viable and may remain less profitable venture; we request that an entirely new approach be adopted. This could mean to levy a surcharge for the use of NES from the commercial users for maintaining and operating the passive and active remote sensing and monitoring bands, which must be considered a justified measure in order to be able to monitor on a permanent un-interrupted time-scale the health of planet Earth; and even the "Modern Telecommunications Complex" cannot deny that it relies on it. We, the passive & active remote sensing community,

ны принять на себя профессиональный статус, подразумевающий деятельность в качестве «патологов и радиологов приземной окружающей среды», и внимательно следить за неправильным использованием «естественного электромагнитного спектра (NES)», который нужно действительно рассматривать как одно из самых больших «священных сокровищ и ресурсов планеты Земля». Однако, загрязнение среды распространения «NES» не является необратимым; сегодня еще можно предпринять меры к тому, чтобы полностью изменить тенденцию, более эффективно используя спектр, опираясь на прогресс в цифровых коммуникациях и новые методы снижения РЧ помех.

3. Спектральный фоновый шум в основных частотных диапазонах естественной электромагнитной среды, а также источники искусственного шума и помех

Поскольку уровень ЭМ шума цивилизации возрастает тревожными темпами во всем мире, важно восстановить частотнозависимые характеристики естественной ЭМ шумовой среды, еще не возмущенной цивилизацией, во всем спектре с максимально возможной точностью. Полный электромагнитный спектр, включая его естественный фоновый шум и поведение резонансов (собственных частот), нужно сохранять как незаменимый «фундаментальный природный ресурс», который должен быть защищен от вредного антропогенного шума и другого неправильного использования. Можно сказать, что не существует какого-либо одного диапазона, в котором те или другие природные геофизические явления, касающиеся земных покровов, не обладали бы явно связанными электромагнитными резонансами настолько же слабыми, насколько же важными для мониторинга здоровья планеты Земля. Чтобы оценить влияние возрастающего шума и помех на проявления естественной невозмущенной среды распространения и дистанционного зондирования, важно определить средние и максимальные характеристики естественного спектра во всем частотном диапазоне, поскольку любой частотный диапазон может быть вскоре использован в целях расширяющихся потребностей человека в области связи. Поэтому, сначала определяются основные спектральные обла-

we must consider ourselves to be therefore given the astute Professional Status with the innate responsibility of functioning as the "Pathologists and Radiologists of the Terrestrial and also Planetary Environments", and be entrusted to keep a watchful eye on the misuse of the "Natural Electromagnetic Spectrum (NES)", which is indeed to be sanctified as one of the most "sacred treasures and resources of Planet Earth". However, propagation space pollution of "NES" is not irreversible; and still today measures can be taken to reverse the trend by implementing more efficient spectrum utilization based on advances in digital communications and novel RF interference reduction techniques.

3. Spectral Background Noise of Major Frequency Bands of the Natural Electromagnetic Environment, and its Man-Made Noise and Interference Sources

As the electromagnetic noise levels of civilization are increasing worldwide at an alarming pace, it is essential to recover the frequency-dependent characteristics of the natural electromagnetic noise environment — *unperturbed by civilization* — across its entire spectrum and as accurate as it still can be done. The entire electromagnetic spectrum inclusive its natural background noise and resonance (eigen-frequencies) behavior must be treasured as an irreplaceable "fundamental natural resource" that must be protected from erroneous anthropogenic noise and other blatant misuse. It is safe to state that there does not exist a single spectral-band within which one or the other natural geophysical phenomena within the terrestrial covers do not possess explicitly associated electromagnetic resonances as weak as those might be but essential they are for monitoring the health of planet Earth. In order to assess the deteriorating noise and RF interference on the effects on the natural unperturbed propagation space and remote sensing, it is essential to establish the average and peak natural spectral characteristics across the entire finite EM spectrum; because every possible frequency band will soon be utilized for satisfying man's ever expanding com-

сти ЭМ спектра совместно с характеристиками существующего среднего естественного фонового шума в диапазонах от УНЧ/НЧ до ИК/ВСЧ/УФ, используемых в современных технологиях для дистанционного зондирования окружающей среды, для передачи информации и навигации, в целях военного и гражданского наблюдения. Характерные свойства спектра анализируются по отдельности, после чего формируются усредненные таблицы и графики фонового шума; определяются основные источники искусственного шума и помех, для того, чтобы оценить критерии, необходимые для практического и выгодного использования ЭМ окружающей среды. В ближайшем будущем необходимо будет определить тот круг пользователей, которым должно быть запрещено использовать открытый эфир, а предложено пользоваться только континентальной и трансконтинентальной оптоволоконной сетью, которая не создает помех, обладает огромной полосой пропускания, устраняет неконтролируемое загрязнение открытой среды распространения ЭМ волн, но все еще недостаточно используется.

а) Электромагнитные спектры в диапазонах ГНЧ/УНЧ/НЧ: от 10^{-5} до 10^{+5} Гц

Частотная зависимость усредненных спектральных характеристик в широком диапазоне естественного ЭМ излучения эмиссии земных покровов и поверхности изучена недостаточно, в особенности ее более НЧ часть спектра. Ее определение становится все более безнадежным с ростом цивилизации, если для этого не будут выделены и санкционированы ООН «зоны (участки) электромагнитного молчания» как объекты 'мирового природного наследия'. Специалисты в области аэронавтики нашли и идентифицировали несколько изолированных «электромагнитно тихих участков» для определения 'усредненного амплитудного спектра и спектра мощности', в частности для ГНЧ/УНЧ/НЧ диапазонов. Точно так же одной из основных целей в радиоастрономии является определение 'невозмущенных радио-сигнатур', до того, как современная цивилизация наложит на них свой отпечаток.

munication needs. Therefore, first an identification of the major spectral regions of the electromagnetic spectrum is provided together with the currently established average natural background noise characteristics from the ULF/ELF to the IR/OPT/UV frequency bands utilized by modern technology for remote sensing the natural environment, for information transfer and navigation, and for defense and civil surveillance. Its characteristic properties are analyzed separately providing currently approved averaged background noise tables and graphs; and major sources of man-made noise and interference are identified in order to be able to assess the performance criteria for the truly necessary and beneficial uses of the electromagnetic environment. In the near future, we need to scrutinize those users that should be excluded from free propagation-space operations, and that can be relegated to the exclusive utilization of the continental and trans-continental non-interfering optic-fiber network, which possesses excessive bandwidth, is still highly under-utilized, and eliminates unwarranted pollution of the open propagation environment.

а) Electromagnetic Background Spectra within GLF/ULF/ELF Bands: 10^{-5} to 10^{+5} Hz

The frequency-dependence of the averaged spectral characteristics over a wide frequency band of natural electromagnetic emissions within the Earth's covers and its surface are not well known — especially not toward the lower end of the spectrum. Its determination becomes ever more hopeless with an increasing civilization unless isolated "electromagnetic quiet zones (sites)" are being identified and are being sanctioned as such to becoming permanent 'World Natural Heritage Electromagnetic Ground-truthing Quiet Sites' by the United Nations. Aeronomists have sought for and identified a few isolated "electromagnetically quiet sites" for establishing the 'Average Amplitude/Power-Spectra', especially for the ULF/ELF/VLF spectral bands. Similarly, one of radio astronomy's prime goals is to determine the 'virgin radio signatures' before modern civilization was perturbing it.

б) Естественные ЭМ характеристики в спектральном диапазоне от УНЧ до НЧ/СЧ/ВЧ

Солнечные и наземные источники: основной источник естественного ЭМ фонового шума вызван наведенными солнцем токами в земле и в ионосфере, которые значительно отличаются от точки к точке, и сильно зависят от активности солнечных пятен. Существует несколько наземных и спутниковых систем, обеспечивающих надежные почасовые и ежедневные изображения солнечных пятен, а также их прогнозы, которые обслуживаются NOAA; вся информация доступна в Информационном центре солнечной и приземной физики (NOAA) в Боулдере.

Глубинное зондирование и GPR: в этих спектральных областях земная кора и ее геологические слои характеризуются четким резонансным поведением, то же самое относится к плотной тропической растительности в верхней части диапазона ВЧ.

Системы подповерхностного зондирования (GPR) используются учеными и практиками для исследования приповерхностного слоя Земли и искусственных структур. GPR имеет наилучшее разрешение как геофизический инструмент неразрушающего подповерхностного исследования. Кроме того, этот метод — один из очень немногих геофизических методов, способных к обнаружению таких неметаллических объектов и диэлектрических контрастов, как органическое химическое загрязнение, пластиковые мины, пластмассовые газовые трубы и оптоволоконные кабели. Для эффективного проникновения в землю GPR системы работают в диапазоне от десятков мегагерц до нескольких гигагерц. Однако высокое разрешение требует широкой полосы пропускания, которую легче реализовать на более высоких частотах. Для достижения компромисса GPR системы разрабатываются таким образом, чтобы работать в различных диапазонах, сосредоточенных от 10 МГц до 3 ГГц, когда относительная полоса пропускания в каждом диапазоне превышает 100%.

Проникновение сквозь растительность и оценка биомассы плотных тропических джунглей: Для очень плотной и сильно проводящей растительности, произрастающей в тропических джунглях, требуется активное дистанционное зондирование на таких же низких частотах как верхняя часть ВЧ и более НЧ спектральные области УКВ, при этом для

б) Natural Electromagnetic Characteristics within the ULF to LF/MF/HF Spectral Region

Solar-Terrestrial Sources: The major natural electromagnetic background noise emissions are generated by solar-induced currents in the ground as well as in the ionosphere, which differ widely from point to point, and are strongly dependent on sun-spot activity. There exist now several ground-based as well as satellite systems providing reliable hourly and daily sunspot images as well as prediction data, which are maintained by NOAA, and information is available at the NOAA Solar-Terrestrial Physics Information Center at Boulder.

Deep-Sounding and GPR: The Earth's crust, and its geologic layers possess very distinct resonance behavior in these spectral regions, and so does dense tropical vegetation at the upper HF-Band.

Ground Penetrating Radar (GPR) systems are used by scientists and practitioners to explore the shallow subsurface of the earth and probe into man-made structures. GPR has the highest resolution of any geophysical tool for non-invasive subsurface investigation. In addition, it is one of the very few geophysical methods capable of detecting non-metallic objects and dielectric contrasts, such as organic chemical contamination, plastic land mines, plastic gas pipes and fiber optic cables. To penetrate the ground effectively, GPR operates within a frequency range from tens of Mega-Hertz to several Giga-Hertz. However, high resolution requires a broad bandwidth, which is easier to achieve at higher frequencies. In addressing this compromise, GPR systems are designed to operate across many different frequency bands centered from 10 MHz to 3 GHz, with each band having a fractional bandwidth exceeding 100%.

Vegetation Penetration and Biomass Estimation in Dense Tropical Jungle Forests: Very dense and highly conductive vegetation which resides within dense tropical jungles require active remote sensing at frequencies as low as the upper HF and the lower VHF spectral domains, and there does exist the realistic demand

этой цели не существует реального спроса на соответствующие частотные диапазоны в режиме разделения времени. При определенных осадках и состоянии растительности плотные тропические леса ведут себя как проводящие почвы, поэтому для дистанционного зондирования с использованием SAR необходимо разработать, по крайней мере бортовые, POL-SAR системы наподобие CARABAS, работающей в диапазоне от (800 кГц) 1 МГц до 100 МГц (200 МГц) (здесь следует отметить хорошо выполненный вебсайт, описывающий систему CARABAS).

с) Естественные ЭМ характеристики земной поверхности и растительности в диапазонах ОВЧ/УВЧ

Основными источниками естественного ЭМ фонового шума являются ионосферные источники; так при распространении через ионосферу происходит изменение поляризации из-за Фарадеевского вращения и уширение спектральных полос, которые могут помешать как пассивному, так и активному дистанционному зондированию в зависимости от широты, долготы и высоты. В диапазонах ОВЧ/УВЧ земная поверхность с почвенными и скальными слоями, растительностью, водным (снежным, ледовым) покрытием обладает некоторыми особыми характеристическими резонансами для определения биомассы и растительного покрова, а также описания параметров почвы. Если в полярных и субполярных арктических и южных областях более высокие К/Х/(С)-диапазоны могут идеально подходить для определения ледового (снежного, растительного) покрова с помощью бортовой (спутниковой) SAR, то ближе к экваториальному поясу с плотной растительностью потребуются диапазоны с частотами ниже критической. Например, в поясе умеренных широт оптимальными могут быть С/С/Л-диапазоны; а для экваториального пояса идеально подходят L/P/ОВЧ/ВЧ-диапазоны. Однако, для датчиков и устройств отображения спутниковых SAR нужна большая осторожность при коррекции Фарадеевского вращения и уширения спектра в L-диапазоне и ниже; в этом отношении был достигнут большой прогресс. Основные источники помех для пассивных радиометрических, а также активных SAR датчиков и систем отображения находятся в диапазонах систем связи, транспортных и навигационных (GPS), военных систем и систем безопасности. Основ-

for making available pertinent frequency bands on a time-sharing basis for this purpose. Under certain precipitation and vegetation conditions, dense tropical jungle forests behave close to conducting soils, and for SAR remote sensing, we need to develop – at least – airborne POL-SAR Imaging and Sounding systems, similar to CARABAS, operating within (800 kHz) 1 Mhz to 100 MHz (200 MHz); and we refer here, for example, to the well-done web site prepared for the CARABAS system.

c) Natural Electromagnetic Terrestrial Surface & Vegetative Characteristics within VHF/UHF Bands

The major contributors to the natural electromagnetic background noise are ionospheric sources and especially propagation through the ionosphere becomes polarization-dependent resulting in the Faraday polarization state rotation and spectral band widening effects, which can impair both passive and active remote sensing severely depending on the magnetic latitude and longitude plus altitude. Within the VHF/UHF Bands the terrestrial surface with its soil/rock layers, vegetation and water/snow/ice covers possess some of its most distinct characteristic resonances for biomass determination and vegetation cover plus soil-parameter description. Whereas at polar and sub-polar boreal and austral regions the higher K/X/(C)-Band spectral bands may be ideally suited for ice/snow/vegetation cover determination using air/space-borne SAR, the closer one is monitoring toward the equatorial densely vegetated tropical belt, the lower the critical frequency bands become.

For example, at the temperate mid-latitude belts the C/S/L-Bands maybe optimal; and in the equatorial belt the L/P/VHF/HF-Bands are ideally required. However, for space-borne SAR sensors and imagers, great care must be taken in correcting for Faraday-Rotation & Spectrum-Spreading effects at the L-Band and below; and very decisive progress was made in this respect. The major sources of interference for both the passive radiometric as well as active SAR sensors and imaging systems are

ные физические законы природы диктуют и полностью поддерживают этот подход; и независимо от известных и новых методов снижения РЧ помех, мы, члены сообщества пассивного и активного дистанционного зондирования, должны работать в направлении оптимизации частотных диапазонов.

d) Естественные ЭМ характеристики СВЧ и мм-волн

В этих диапазонах слои растительности демонстрируют резонансное поведение; начинают появляться резонансы, обусловленные водяными парами, которые становятся более явными при приближении к ИФ спектральной области. В этих спектральных диапазонах основные естественные ЭМ фоновые сигнатуры определяются эффектами Фарадеевского вращения в начале диапазона, а в конце диапазона — резонансами атмосферных газов и окнами затухания. Как и следовало ожидать, эта спектральная область ЭМ спектра плотно упакована, однако для многих задач дистанционного зондирования окружающей среды все же очень важно получить доступ к различным узким и сверхшироким диапазонным окнам.

e) Естественное поглощение и резонансные сигнатуры атмосферных и мезосферных оболочек

В этих спектральных диапазонах атмосферные и мезосферные газы, включая водяной пар, демонстрируют характерное резонансное поведение, и определяют «Естественные сигнатуры ЭМ фона», которые безусловно должны охраняться и быть защищены от злоупотребления телекоммуникационным комплексом как фиксированными и лицензированными диапазонами, по крайней мере для связи в пределах атмосферы к ионосфере.

f) Ионосферные и магнитосферные естественные сигнатуры и эффект Фарадеевского вращения

Ионосферные и магнитосферные фоновые характеристики являются наиболее су-

definitely the Communications, Transport/Navigation (GPS), the Defense & Security bands. The underlying physical laws of nature dictate and fully support this quest, and irrespective of various methods of available and near-future RFI reduction techniques, we — *the passive & active remote sensing community* — need to acquire our own permanently assigned and licensed bands.

d) Natural Electromagnetic Microwave & Millimeter-wave Characteristics

The vegetative layers display their most distinct resonance behavior in these spectral regions; and water vapor resonances begin to appear, which become more pronounced as one approaches the infra-red spectral domain.

Within these spectral bands the major natural electromagnetic background signatures are defined by the Faraday-Rotation effects towards the lower end, and atmospheric gaseous resonances and attenuation windows toward the upper end. As is to be expected, this spectral region of the electromagnetic spectrum is also ram-packed, yet it is so very essential for a multitude of environmental remote sensing tasks that requests for opening up various narrow and also some ultra-wide band windows be made and realized.

e) Natural Absorption and Resonance Signatures of the Atmospheric to Mesospheric Covers

Within these spectral bands atmospheric to mesospheric gases including water vapor display their characteristic resonance behavior, and establish the "Natural Electromagnetic Background Signatures", which must definitely be treasured and protected from the blatant misuse of the telecommunications complex as designated and licensed bands at least for communication within the atmospheric to ionospheric covers.

f) Ionospheric & Magnetospheric Natural Signatures and the Faraday-Rotation Effect

Ionospheric and magnetospheric background characteristics are most

ественными факторами при проектировании различных пассивных и активных систем дистанционного зондирования, а также бортовых систем мониторинга, в особенности при использовании в приполярных областях. Особый интерес Фарадеевский эффект представляет для систем спутниковых связи, обзора и дистанционного зондирования (пассивных и активных), при этом проводятся интенсивные исследования по уменьшению его влияния на орбитальные спутниковые СВЧ сенсоры.

4. Технические средства для уменьшения радиочастотных помех

Для подавления РЧ помех в различных диапазонах были разработаны соответствующие алгоритмы; в настоящее время их требуется окончательно оптимизировать. В принципе, в этих методах используется поляриметрический метод угла прихода, применимых как к пассивным, так и активным датчикам. При этом технологические аспекты играют очень важную роль и имеют большое значение. Несмотря на то, что методы подавления и уменьшения РЧ помех для пассивных систем дистанционного зондирования были впервые разработаны в радиоастрономии и УНЧ/НЧ аэронавигации, сообщество ОВС/УВЧ/КВЧ, СВЧ и мм волн, использующее пассивные методы зондирования, в настоящее время очень быстро прогрессирует. Для систем активного зондирования очень многое было сделано сообществом, занятым разработкой военных РЛС; здесь можно отметить и процитировать основные методы уменьшения РЧ помех, взятых из открытой литературы. Подавление помех и методы снижения РЧ безопасности рассматриваются отдельно для основных диапазонов.

5. Выводы: Необходимость полной реорганизации в выделении и распределении диапазонов для уменьшения противоречий между растущим числом пользователей

Необходимо предпринять все усилия, чтобы защитить «естественный, нетронутый человеком ЭМ спектр» в качестве «природного сокровища», уберечь его корыстного использования международным коммуникационным

essential factors in designing various passive and active remote sensing space-borne but also air-borne monitoring systems, especially when operated in polar auroral regions. Of specific interest is the Faraday rotation effect to the operation of communication and remote sensing plus surveillance satellites — passive and active, and considerable studies are currently being conducted on how to reduce the effect on orbiting satellite microwave sensor systems.

4. Technical Means of Radio-Frequency Interference Signal Reduction

Various spectral-band-dependent algorithms were developed for pertinent RF-Interference reduction, which require now to be optimized to their ultimate performance levels. These techniques make use, in principle, of polarimetric angle of arrival techniques applicable to both Passive versus Active Sensor considerations. Although technological aspects play a very major role and are of paramount importance. Whereas RFI reduction and mitigation techniques for passive remote sensing systems were first developed in radio astronomy and ULF/ELF aeronomy, the VHF/UHF/EHF, microwave & millimeter-wave passive remote sensing community is now catching up very fast. For active remote sensing, great progress was made by the defense radar community, and major RFI Reduction techniques, which reside within the open literature, deserve to be summarized and cited here. RFI reduction and RF Security Threat mitigation techniques are reviewed separately for the major spectral bands.

5. Conclusions: Quest for Complete Reorganization of Frequency Band Allocation and Distribution for Reducing Colliding Demands of Increasing Number of Users

Every effort must be made to guarantee that mankind is protecting the "Natural Unperturbed-by-man Electromagnetic Spectrum" as a "Natural Treasure", which must be safeguarded against

комплексом. Чтобы осуществить это требование необходимо определить группу изолированных «**электромагнитно тихих зон мирового природного наследия**», обозначенных и лицензированных ЮНЕСКО и защищаемых ООН. **Пассивному и активному дистанционному зондированию нужно придать НАМНОГО БОЛЕЕ ВЫСОКИЙ ПРИОРИТЕТ**, чтобы никто не мог монополизировать открытый эфир; необходимо заставить телекоммуникационный комплекс попотеть и поубавить их уверенность относительно увеличения числа выделяемых спектральных диапазонов для коммерческого использования, фактически нужно различными путями заставить их убавить свою электромагнитную собственность и сосредоточиться на реализации эффективных цифровых методов уменьшения полосы пропускания. Сообщество пассивного и активного дистанционного зондирования должно принять на себя профессиональный статус, подразумевающий деятельность в качестве патологов и радиологов приземной окружающей среды, и никак не меньше. Необходимо быстро развивать усовершенствованные методы снижения РЧ помех из-за возрастания потребностей расширяющейся цивилизации. Это подразумевает введение стандартизированных методов кодирования сигнала и режима разделения времени при использовании идентичных диапазонов. В любом случае нам нужно информировать широкую общественность о серьезном положении с загрязнением естественного ЭМ спектра, в особенности это относится к нашим образовательным системам от K12 до уровня докторанта — включая все о сокращении нежелательного «эфирного мусора»! «Международное сообщество дистанционного зондирования» должно потребовать, чтобы на коммерческих пользователей был наложен (скажем, 10, 15% или еще более высокий) дополнительный налог — исключительно с целью охраны чистоты (насколько это физически требуется) «Естественного электромагнитного спектра» путем создания фондов развития соответствующих «Наземных, космических систем датчиков для дистанционного обзора и мониторинга среды», включая учреждение «электромагнитно тихих зон мирового природного наследия». Другими словами, необходимо установить справедливое распределение доходов, полученных от использования «NES», подобно сбору пошлин на бен-

the greedy misuse of the International Communication Complex. In order to fulfill this request, a finite set of isolated **"World Heritage Natural Electromagnetic Quiet Sites"** needs to be identified, so designate, licensed by UNESCO and protected by the UNITED NATIONS. **Passive & Active Remote Sensing must be given MUCH HIGHER PRIORITY**; anything not requiring the open propagation space must be removed; and the Telecommunications Complex must be forced to work hard in reducing their reliance on the increase of designated spectral bands for their commercial use, in fact must be enticed/forced to reduce their electromagnetic spectral real-estate by many factors with the focused implementation of efficient digital techniques of spectral bandwidth reduction. The passive & active Remote Sensing community must adopt the high professional stature of being the pathologists and radiologists of the terrestrial and also the planetary environment, and nothing less. Much improved RFI reduction and mitigation methods must rapidly be advanced because of the increasing needs of an expanding civilization. This implies introduction of standardized signal coding techniques and time-sharing for the use of identical spectral bands. In every respect general public ought to be educated about the serious state of pollution of the natural electromagnetic spectrum, and especially our educational systems K12 to Post-Doctoral levels — all inclusive — about reducing the undesirable propagation litter! The "International Remote Sensing Community" ought to request that the commercial users be levied with a — *say 10% to 15% or even higher surcharge* — solely to be applied to safeguarding the purity — as far as is physically required — of the "Natural Electromagnetic Spectrum" by providing funds for developing the pertinent "Remote Sensing & Monitoring Ground-based, Air/Space-borne Sensor Systems", including the establishment of "World Natural Electromagnetic Quiet Sites". In other words there has to be a fair distribution of the revenues gained from using "NES", similar to

зин, которые идут на проектирование, строительство и поддержания автострад, и т.д.; нужно, в конце концов, ввести налоги за использование «национальных и международных информационных трасс».

6. Благодарности

Приношу свою большую благодарность профессору Герману Сергеевичу Шарыгину из ТУСУРа за приглашение представить этот краткий обзор на Сибирском поляризационном семинаре в Сургуте на р. Обь в Сибири.

levying toll-charges and gasoline tax for designing, building and maintaining clean motorways, etc.; there should be charges introduced for utilizing the "National and International Information Highways".

6. Acknowledgments

The Invitation by Professor German Sergeevich Sharygin of TUCSR for presenting this overview at the Siberian Polarization Workshop at Surgut on Ob in Siberia is gratefully acknowledged.

Сверхширокополосная радиополяриметрия

В.А. Сарычев, Е.Л. Барсукова

Открытое акционерное общество «Научно-
производственное предприятие «Радар ММС»
197349, С-Петербург, Новосельковская 37
E-mail: radar@radar-mms.com

*Рассматриваются принципы наделения системы
сигналов, включающей сверхширокополосные ком-
поненты, поляризационной структурой. Обсуж-
дается элементная база сверхширокополосной
радиополяриметрии*

В последние годы развивается подход, когда любая совокупность сигналов наделяется поляризационной структурой, даже если эти сигналы или часть их распространяется по направляющим структурам (фидерам). Основной причиной для возникновения указанной парадигмы в радиополяриметрии стало появление и активное использование сверхширокополосных (СШП) сигналов, прежде всего в электросвязи и радиолокации. Однако тут же обнаружилось, что там, где применяются СШП-сигналы, поляризация перестала сопрягаться со многими технологиями передачи сообщений, используемыми при временном TDMA, частотном FDMA и кодовом CDMA разделении каналов.

Чаше всего стараются вместо термина СШП сигнал использовать понятие сложный сигнал. Такая подмена, вообще говоря, не допустима. Более того, используемые сегодня СШП сигналы чаще всего являются простыми. В теории сигналов сложность связывается с их базой

где T — длительность сигнала; f_H — высшая, а f_L — низшая значимые гармоники в спектре анализируемых сигналов, оцениваемые обычно на уровне 0,5 или -20 дБ. Простые сигналы удовлетворяют условию $B \approx 1$, в противном случае, при $B \gg 1$ имеют дело со сложными сигналами. С этой точки зрения все сигналы, для которых справедливо соотношение $f_H - f_L \approx 1/T$, являются простыми. Даже дельта-импульс с бесконечно широким постоянным спектром

Ultrawideband Radio Polarimetry

V.A. Sarychev, E.L. Barsukova

Public corporation «SPF«Radar-MMS»
Novoselkovskaja Str. 37, 197349,
Saint-Petersburg
E-mail: radar@radar-mms.com

*Principles of attributing the polarization
structure to signals system involving ultra-
wideband components are considered. The
nomenclature of elements for ultrawide-
band radio polarimetry is discussed*

For the last years, an approach is developed when polarization structure is attributed to any signals set even if these signals, or their part, propagate in guiding structures (feeders). The main reason of such paradigm origin in radio polarimetry is appearance and active using the ultrawideband (UWB) signals, first of all in telecommunications and radar. However, it was immediately revealed that polarization did not more conjugate with many data transfer technologies (which use the UWB-signals) with time (TDMA), frequency (FDMA) and code (CDMA) channel division.

More often, notion of compound signal is used instead of the UWB signal. Generally speaking, such substitution is inadmissible. Moreover, the modern UWB signals are mostly simple. In signals theory, the complexity associated with their so called «base» value

$$B = T(f_H - f_L), \quad (1)$$

where T is signal duration; f_H and f_L are the higher and lowest significant harmonics in the analysed signal spectrum, estimated usually at 0,5 or -20 dB level. The simple signals satisfy the condition $B \approx 1$, otherwise (when $B \gg 1$) it is said about composite signals. From this point of view, all signals with $f_H - f_L \approx 1/T$ are simple. Even delta-pulse with indefinitely wide constant spectrum should be also considered as

следует считать также простым. Для простых сигналов, широкий спектр которых обусловлен их очень малой длительностью, обычно используют термин короткоимпульсные или даже сверхкороткоимпульсные (СКИ) сигналы.

Для СШП радиоэлектроники наиболее важным является соотношение применяемых сигналов с занимаемой ими полосой частот. Мерой широкополосности сигналов служит относительная полоса частот, определяемая как

$$U = (f_H - f_L) / (f_H + f_L), \quad (2)$$

Мера (2) формирует множество всех значений параметра $U \in [0, 1]$, которое занимает привычный диапазон от нуля до единицы. По нему может быть восстановлена относительная полоса частот f_L/f_H соотношением $(1-U)/(1+U)$.

Ввиду неопределенности границ для суждений о широкополосности сигналов множество U является примером нечеткого множества, на котором с помощью некоторой функции принадлежности $\varpi(U)$ определена лингвистическая переменная $L = \varpi(U)$, характеризующая суждения о широкополосности сигнала. Мера (2), а также соответствующие лингвистические переменные и функции принадлежности могут быть сформированы и для сигналов с поляризационной структурой, при той или иной системе законов нечеткой логики, позволяющую учесть еще и различия у поляризационных компонент. Совокупность сигналов, у которой все компоненты соотносятся с одной и той же лингвистической переменной (хотя могут иметь различные меры широкополосности U_j , где $j=1, \dots, n$, но укладывающиеся в интервал определения данной переменной), называется однотипной. Естественно, что широкополосность однотипной совокупности сигналов оценивается тем же суждением (лингвистической переменной), как и у отдельных компонент. Суждения о широкополосности являются первым признаком (характеристикой), по которой данная совокупность сигналов структурируется, то есть разбивается на подгруппы с соответствующими общими лингвистическими переменными.

При наличии в исходной совокупности сигналов подобных подгрупп широкополосность всей совокупности по приведенным только что причинам оценивается наиболее значимыми относительно широкополосности суждением (лингвистической переменной), то есть, если рассматриваемая совокупность со-

simple. For simple signals with a wide spectrum caused by their very short duration, the term of short-pulse or even ultrashort-pulse (USP) signals is usually used.

For UWB radioelectronics, the most important is correlation between used signals with the occupied band. The relative frequency band is considered as a measure of signals broadbandness

The measure (2) forms a set of parameter values $U \in [0, 1]$. The value can be used for retrieval of the relative frequency band f_L/f_H by the relationship $(1-U)/(1+U)$.

Since the notion of signals broadbandness is uncertain, the set U is an example of fuzzy set, where a linguistic variable $L = \varpi(U)$, which characterizes judgments about signal broadbandness, is defined by some membership function $\varpi(U)$. The measure (2) and corresponding linguistic variables and membership functions can be formed also for signals with polarization structure, if there is any fuzzy logic system allowing to take into account differences in polarization components. A set of signals, which all components match up with the same linguistic variable (at the same time they may have various broadbandness measures U_j ($j=1, \dots, n$) within the given variable range) is called as equitype set. Naturally, the broadbandness of an equitype set of signals is evaluated by the same judgement (linguistic variable) as separate components. Judgements about broadbandness are the first attribute (characteristic), which are used for structuring the given set of signals, i.e. is divided into subgroups with corresponding shared linguistic variable.

If there are the similar subgroups in the initial set of signals, then all set broadbandness is estimated (by the reasons above) as the most significant, relatively to the broadbandness, judgment (linguistic variable); i.e. if the considered set contains even one UWB component,

держит хоть одну СШП-компоненту, то и вся совокупность оценивается как СШП. И это понятно, так как другие узкополосные компоненты, входящие в совокупность (2), как правило снижают f_L или увеличивают f_H . Можно, следовательно, считать, что оценка (2) справедлива, как для отдельных компонент, так и для всей совокупности в целом. Итак, из узкополосных компонент можно образовать широкополосную и даже СШП совокупность сигналов. Сегодня (2004) системы и сигналы, у которых $U < 0,01$ относят к узкополосным, если $0,01 < U < 0,25$, то к широкополосным, при $0,25 < U < 1$ — об СШП системах и сигналах.

СШП сигналы могут также последовательно «набираться» из относительно узкополосных сигналов, если только обработка предполагает совместное использование всех сигналов данного «набора». Такой СШП сигнал может быть назван составным, он принадлежит к классу сложных сигналов в смысле меры (1).

Будем считать, что у системы сигналов (в том числе и составленных из СШП-сигналов), для записи которой мы здесь будем использовать обозначение \bar{G} , должна существовать некоторая явная пространственно-временная структура, подчеркиваемая записью

$$\bar{G}(\bar{r}, t) = [G_1(\bar{r}, t), G_2(\bar{r}, t), \dots, G_n(\bar{r}, t)]^T.$$

Если компоненты поля

If the field components

$$G_1(\bar{r}, t), G_2(\bar{r}, t), \dots, G_n(\bar{r}, t)$$

одномерны и обладают определенными трансформационными свойствами при изменении условий наблюдения, прежде всего при пространственно-временных преобразованиях, то эти компоненты можно считать принадлежащими тензорной системе сигналов. Итак, исследуемое поле может содержать одну или несколько подполей или, конечно, целиком быть тензорной системой. При параметризации условий наблюдения набором параметров $\alpha, \beta, \gamma, \dots$ для тензорного поля постулируется следующее операторное трансформационное преобразование

$$\bar{G}(\bar{r}, t; \alpha_N, \beta_N, \gamma_N, \dots) = Q(\alpha_N, \beta_N, \gamma_N, \dots; \alpha_O, \beta_O, \gamma_O, \dots) \cdot \bar{G}(\bar{r}, t; \alpha_O, \beta_O, \gamma_O, \dots), \quad (3)$$

где нижние индексы у параметров указывают на старые, прежние до преобразования («O»), и новые, после преобразования («N»), условия наблюдения компонент поля, а

then all set is estimated as UWB set. It is evident, since other narrow-band components in (2), as a rule, reduce f_L or increase f_H . Therefore, it is possible to consider that the estimate (2) is valid as for separate components, and for the whole set. So, we can form broadband and even UWB set of signals from narrow-band components. Now (in 2004), systems and signals with $U < 0,01$; $0,01 < U < 0,25$ and $0,25 < U < 1$ are considered to be narrow-band, broadband, and UWB systems and signals, correspondingly.

The UWB signals can be also consistently "constructed" from narrow-band signals, if only the processing assumes sharing all signals from the given "set". Such UWB signal can be called as composite signal, it belongs to class of composite signals in terms of (1).

Let us consider that the signals system (including signals made of UWB-signals) denoted here as \bar{G} , should have some obvious spatial-temporal structure expressed by the following expression

have the same dimension and specific transformation properties under changing the observation conditions (first of all spatial-temporal transformations), then the components are considered to belong to tensor system of signals. Thus, the explored field can contain one or several subfields or, certainly, to be a tensor system entirely. If the observation conditions are parameterized by parameters $\alpha, \beta, \gamma, \dots$, the following operational transformation conversion is postulated for the tensor field

where subscripts denotes old "O" (before the transformation) and new "N" (after transformation) observation conditions of the field components, and

$$Q(\alpha_N, \beta_N, \gamma_N, \dots; \alpha_O, \beta_O, \gamma_O, \dots)$$

— оператор преобразования, к области определения которого принадлежит исследуемое тензорное поле.

Оператор преобразования в (3) может быть любым, соответствующим используемым сенсорам и датчикам, — линейным или нелинейным, зависящим или нет от пространственно-временных аргументов, содержащим или нет интегро-дифференциальные операторы, реагирующим или нет на динамику компонент рассматриваемого поля и т.д. Однако при всех таких преобразованиях полагается, что существует единственное одно и то же поле. Изменяются лишь его конкретные представления, обусловленные выбором условий наблюдения компонент. Каждый раз анализируемое поле выступает тем или иным своим конкретным представлением для заданных условий наблюдения. Любые условия равноправны для представления поля. Такое равноправие приводит к утверждению об обязательности существования еще и обратного оператора

$$Q^{-1}(\alpha_N, \beta_N, \gamma_N, \dots; \alpha_O, \beta_O, \gamma_O, \dots) = Q(\alpha_O, \beta_O, \gamma_O, \dots; \alpha_N, \beta_N, \gamma_N, \dots).$$

Можно утверждать, что поле, как единый объект, инвариантно к своим представлениям, но каждые конкретные условия наблюдения единственным образом формируют свои представления (систему парциальных компонент) для этого поля.

Это обстоятельство нами в дальнейшем специально оговариваться не будет. Важно только то, что число компонент векторного поля соответствует числу каналов анализатора или детектора поля. Учитывая также «измерительную» направленность проводимого нами здесь анализа, можно считать пространственные аргументы у компонент полей фиксированными, соответствующими расположению детекторов, а значит их можно при записи опустить.

Будем также полагать, что все компоненты $G_1(t), G_2(t), \dots, G_n(t)$ соответствуют регистрации некоторых реальных физических процессов. Поэтому они описываются вещественными функциями времени и пространственных координат. Эти функции предполагаются интегрируемыми с квадратом, т.к. источник анализируемого поля не может иметь бесконечные мощности и энергии. Поля должны соответствовать некоторой динамике, поскольку излагаемая ниже процедура выделения поляризационной структуры непосредственно использует эту динамику. Никаких других ограничений на

is the transformation operator, which definition domain includes the explored tensor field.

The transformation operator in (3) may be linear or nonlinear, dependent or not from spatial-temporal arguments, having integro-differential functionals or not, reacting on dynamics of the observed field components or not, etc. However, all such transformations imply existence of the single field. Only its specific representations, which are stipulated by choice of observation conditions of the components, are subject of changes. Every time, the field to be analyzed acts as a specific representation for the given conditions of observation. Any conditions are equal for the field representation. Such equality leads to statement on obligatory existence the inverse operator

One can state that the field, as a single object, is invariant to its representations, but every specific conditions form uniquely their representations (partial components system) for this field.

This circumstance will not further be mentioned. It is only important that number of components of the vector field corresponds to number of channels of an analyzer or field detector. Taking into account the "measuring" directivity of our analysis, we can consider the spatial arguments of the field components to be fixed, and corresponding to detectors location, so they may be omitted.

Let us assume that all components $G_1(t), G_2(t), \dots, G_n(t)$ correspond to actual physical processes samples. Therefore, they are described by real functions of time and space coordinates. These functions are assumed to be square integrable, since the radiation source of the analyzed field cannot have infinite power and energy. The fields should correspond to some dynamics, as extraction procedure of polarization structure directly uses this dynamics. There are no other restrictions on the spatial-temporal

пространственно-временную структуру или спектральный состав компонент поля не накладывается.

Стало уже стандартной процедурой при исследовании полей переходить с помощью преобразования Гильберта $H(\cdot)$ к аналитическим векторным функциям

$$\dot{\vec{G}}(t) = \vec{G}(t) + iH(\vec{G}(t)) = \vec{G}(t) + \frac{i}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \vec{G}(\tau)/(t-\tau)d\tau, \quad (4)$$

где интегральная операция Гильберта осуществляется над вектором компонент.

Для компонент $\dot{G}_j(t)$ ($j=1, \dots, n$) вектора (4) могут быть определены амплитудные и фазовые множители

$$\dot{G}_j(t) = |\dot{G}_j(t)| e^{i\omega_j(t)}, \quad (5)$$

а также их мгновенные частоты $\omega_j(t)$.

Мгновенные частоты $\omega_j(t)$ и $\omega_k(t)$ компонент ($j, k=1, \dots, n$) будут совпадать друг с другом, если временная структура одной компоненты будет соответствовать линейной оболочке, образованной другой компонентой и ее преобразованием Гильберта

$$\dot{G}_j(t) = \alpha_1 G_k(t) + \alpha_2 H(G_k(t)), \quad (6)$$

где α_1 и α_2 — произвольные комплексные числа. Если из пары $G_j(t)$ и $G_k(t)$, согласованной по своей временной структуре, образовать комплексный сигнал

$$\dot{G}_{jk}(t) = G_j(t) + iG_k(t), \quad (7)$$

то можно убедиться, что каждая спектральная гармоника этого комплексного сигнала имеет одно и то же поляризационное состояние, описываемое углом эллиптичности α и углом наклона β , и что сигнал (7) допускает представление

$$\dot{G}_{jk}(t) = (\tilde{G}_{jk}(t) \cos \alpha + iH(\tilde{G}_{jk}(t)) \sin \alpha) \cdot e^{i\beta}, \quad (8)$$

где можно считать, что функция $\tilde{G}_{jk}(t)$ определяет временную структуру пары компонент $G_j(t)$ и $G_k(t)$.

Ортогональной к (8) комплексной функцией в смысле скалярного произведения

$$(\dot{G}^{(1)}(t), \dot{G}^{(2)}(t)) = \int_{-x}^{+x} \dot{G}^{(1)}(t) \cdot \dot{G}^{*(2)}(t) dt$$

(звездочка означает комплексное сопряжение) будет функция

structure or spectral distribution of the field components.

The field investigations use well-known procedure of transition to analytical vector functions using the Hilbert transformation $H(\cdot)$

where the integral Hilbert operation is realized for components vector.

For $\dot{G}_j(t)$ components ($j=1, \dots, n$) of the vector (4), amplitude and phase factors can be defined

and their instantaneous frequencies $\omega_j(t)$.

The frequencies $\omega_j(t)$ and $\omega_k(t)$ ($j, k=1, \dots, n$) of the components will coincide with each other if time structure of one component will correspond to linear shell formed by another component and its Hilbert transformation

where α_1 and α_2 are arbitrary complex numbers. If to form complex signal from the pair $G_j(t)$ и $G_k(t)$, matched by the time structure, so that

then one can convince that each spectral harmonic of this complex signal has the same polarization state described by ellipticity α and orientation β angles, and that the signal (7) can be presented as

where function $\tilde{G}_{jk}(t)$ is believed to determine time structure of the components $G_j(t)$ и $G_k(t)$.

The complex function, which is orthogonal to (8) in terms of scalar product

(* denotes complex conjugate), will be the following function

$$\dot{\underline{G}}_{jk}^{\perp}(t) = (-\tilde{G}_{jk}(t) \cdot \sin \alpha + iH(\tilde{G}_{jk}(t)) \cdot \cos \alpha) \cdot e^{i\beta}. \quad (9)$$

На спектральном языке (8) и (9) имеют следующий вид

In spectral language, (8) and (9) reads as follows

$$\dot{\underline{G}}_{jk}(\omega) = \tilde{G}_{jk}(\omega) \cdot e^{i\beta} \cdot (\cos \alpha + \operatorname{sgn}(\omega) \sin \alpha), \quad (10)$$

$$\dot{\underline{G}}_{jk}^{\perp}(\omega) = \tilde{G}_{jk}(\omega) \cdot e^{i\beta} \cdot (\cos \alpha \operatorname{sgn}(\omega) - \sin \alpha). \quad (11)$$

Если компоненты $G_j(t)$ и $G_k(t)$ не согласованы по временной структуре, то для (7) можно постулировать следующее разложение

If $G_j(t)$ and $G_k(t)$ are not matched in time structure, it is possible to postulate for (7) the following decomposition

$$\dot{\underline{G}}_{jk}(t) = (\tilde{G}_j(t) \cos \alpha + iH(\tilde{G}_j(t)) \sin \alpha - \tilde{G}_k(t) \sin \alpha + iH(\tilde{G}_k(t)) \cos \alpha) \cdot e^{i\beta}, \quad (12)$$

то есть осуществляется переход к двум компонентам с одними и теми же поляризационными параметрами ортогональным по своей поляризационной структуре, но с разными временными структурами $\tilde{G}_j(t)$ и $\tilde{G}_k(t)$

i.e. to go into two components with the same polarization parameters, which are orthogonal in polarization structure, and have different time structures $\tilde{G}_j(t)$ and $\tilde{G}_k(t)$

$$\tilde{G}_j(t) = G_j(t) \cos \alpha \cos \beta + H(G_j(t)) \sin \alpha \sin \beta + G_k(t) \cos \alpha \sin \beta - H(G_k(t)) \sin \alpha \cos \beta,$$

$$\tilde{G}_k(t) = G_j(t) \sin \alpha \cos \beta + H(G_j(t)) \cos \alpha \sin \beta - H(G_k(t)) \cos \alpha \cos \beta - G_k(t) \sin \alpha \sin \beta. \quad (13)$$

Задавая различные поляризационные параметры из рассматриваемой пары исходных компонент поля, определяются соответствующие временные структуры новых пар компонент, каждая из которых имеет жесткую поляризационную структуру.

By choosing different polarization parameters from the pair of initial field components, the corresponding time structures of new component pairs, having strict polarization structure, are determined.

Следовательно, от рассматриваемой пары поляризационных компонент $\tilde{G}_k(t) = G_k(0, 0; t)$ и $\tilde{G}_j(t) = G_j(0, 0; t)$ осуществлен переход к паре

Therefore, we made transition from the considered pair $\tilde{G}_k(t) = G_k(0, 0; t)$ and $\tilde{G}_j(t) = G_j(0, 0; t)$ to the pair

$$\underline{G}_j(\alpha, \beta; t) = (\tilde{G}_j(t) \cos \alpha + iH(\tilde{G}_j(t)) \sin \alpha) \cdot e^{i\beta},$$

$$\underline{G}_k(\alpha, \beta; t) = (-\tilde{G}_k(t) \sin \alpha + iH(\tilde{G}_k(t)) \cos \alpha) \cdot e^{i\beta},$$

временные структуры у которой также, как и у исходной пары, различны и определяются по (13).

which time structures are different (as the initial pair) and determined by (13).

Можно теперь отойти от «аналитического представления» (7) для рассматриваемой пары компонент поля к векторному, где отмеченный переход будет соответствовать замене вектора

It is possible to put aside the "analytical representation" (7) for the considered components pair, and pass to vector where the transition will correspond to replacement of the vector

$$\tilde{\underline{G}}_{jk}(0, 0; t) = [G_j(t), G_k(t)]^T = [G_j(0, 0; t), G_k(0, 0; t)]^T$$

вектором

by vector

$$\tilde{\underline{G}}_{jk}(\alpha, \beta; t) = [\underline{G}_j(\alpha, \beta; t), \underline{G}_k(\alpha, \beta; t)]^T,$$

компоненты которого ортогональны по поляризационному состоянию. Для введенного множества векторов очевидным образом может быть уточнено скалярное произведение

whose components have orthogonal polarization states. For the introduced set of vectors, the scalar product can be defined more exactly

$$(\bar{G}_{jk}(\alpha_1, \beta_1; t), \bar{G}_{jk}(\alpha_2, \beta_2; t)) = \int_{-\infty}^{+\infty} \bar{G}_{jk}^+(\alpha_1, \beta_1; t), \bar{G}_{jk}(\alpha_2, \beta_2; t) dt. \quad (14)$$

На «векторном» языке (12)-(13) отвечают матричному преобразованию

In "vector" language, (12)-(13) correspond to matrix transformation

$$\bar{G}_{jk}(\alpha, \beta; t) = Q(\alpha, \beta; 0, 0) Q_t(\alpha, \beta) \bar{G}_{jk}(0, 0; t), \quad (15)$$

где нижний индекс в матрице $Q_t(\alpha, \beta)$ указывает на совершаемые этой матрицей преобразования временной структуры. В явном виде матрицы, входящие в (15), записываются следующим образом

where subscript «t» in $Q_t(\alpha, \beta)$ denotes time structure transformation performed by this matrix. In an explicit form, the matrices in (15) are written as follows

$$Q(\alpha, \beta; 0, 0) = e^{i\beta} \begin{bmatrix} \cos \alpha + i \sin \alpha H & 0 \\ 0 & -\sin \alpha + i \cos \alpha H \end{bmatrix} (\cdot), \quad (16)$$

$$Q_t(\alpha, \beta) = e^{i\beta} \begin{bmatrix} \cos \beta \cos \alpha - \sin \alpha \sin \beta H & -\sin \beta \cos \alpha - \cos \beta \sin \alpha H \\ \cos \beta \sin \alpha + \sin \beta \cos \alpha H & -\sin \beta \sin \alpha + \cos \alpha \cos \beta H \end{bmatrix} (\cdot). \quad (17)$$

Матрицы (16) и (17) являются унитарными в смысле (14).

Matrices (16) and (17) are unitary in terms of (14).

Таким образом, как «аналитические», так и «векторные» представления доказывают утверждение, что всякая пара компонент исходного поля допускает разложение на две ортогональные по поляризации состояния компоненты, однако, в общем случае, различающиеся своими временными структурами. Отметим также, что ортогональность по поляризации состоянию сохраняется при любых временных структурах этих компонент.

Thus, both "analytical", and "vector" representations prove the statement that any pair of components of the initial field allows the decomposition into two polarization orthogonal components, which, in general, differ in time structures. It should be noted that polarization orthogonality is preserved for any time structures of the components.

Тот факт, что поляризационные параметры α и β могут устанавливаться произвольно, позволяет для всех пар компонент поля выбрать эти параметры одинаковыми. Это дает возможность наделить всю совокупность компонент поляризационной структурой. В этом случае для поля остается справедливым (12), только временная структура всего поля будет задаваться n -мерными векторами. Возможны и другие комбинации при переходе «от пар компонент» к «системе всех компонент», соответствующей анализируемому полю.

The fact that the polarization parameters α and β may be arbitrary allows to choose them equal. It allows to assign polarization structure to the whole set of components. In this case, relation (12) remains valid for the field, only the time structure of the whole field will be described by n -dimensional vectors. Other combinations are also possible under transition "from pairs of components" to "a system of all components" corresponding to the analyzed field.

В математике доказывается, что если соблюдаются условия линейности, непрерывности и трансляционной инвариантности, то существует единственная $n \times n$ матрица $\underline{S}(t)$, элементами которой являются обобщенные функции, связывающая подающее на преобразователь поля $\underline{G}(t)$ и совокупность преобразованных компонент поля $\underline{G}_{out}(t)$ соотношением типа свертки

In mathematics it is proved that if conditions of linearity, continuum and translation invariance are satisfied, there is single $n \times n$ matrix $\underline{S}(t)$, which elements are generalized functions connecting the incident field $\underline{G}(t)$ and aggregate of transformed field components $\underline{G}_{out}(t)$ by convolution type relationship

$$\vec{G}^{out}(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} \underline{S}(t-\tau) \vec{G}^{in}(\tau) d\tau. \quad (18)$$

Возможность представления пары полей совокупностью произвольно поляризованных компонент на основании (15) позволяет допустить иную эквивалентную запись (18)

$$\underline{G}_{jk}^{out}(\alpha^{out}, \beta^{out}; t) = \int_{-\infty}^{+\infty} \underline{S}_{jk}(\alpha^{out}, \beta^{out}, \alpha^{in}, \beta^{in}; t-\tau) \underline{G}_{jk}^{in}(\alpha^{in}, \beta^{in}; \tau) d\tau, \quad (19)$$

где использовано обозначение для «новой» матрицы, но состоящей уже из комплексных элементов

$$\begin{aligned} \underline{S}_{jk}(\alpha^{out}, \beta^{out}, \alpha^{in}, \beta^{in}; t) = \\ = \underline{Q}(\alpha^{out}, \beta^{out}; 0, 0) \underline{Q}_t(\alpha^{out}, \beta^{out}) \underline{S}_{jk}(0, 0, 0, 0; t) \underline{Q}_t(\alpha^{in}, \beta^{in}) \underline{Q}^+(\alpha^{in}, \beta^{in}; 0, 0). \end{aligned} \quad (20)$$

Можно, следовательно, считать (20) представлением матрицы преобразования детектора для другой поляризационной структуры исследуемого поля.

Явные аналитические выражения, как для компонент, так и для его преобразователя позволяют без труда аналоговыми или цифровыми средствами синтезировать соответствующие измерительные процедуры.

В [1-6] синтезированы технологии наделения любых СШП-сигналов поляризационной структурой, базирующиеся на использовании преобразования Гильберта и формирования соответствующих поляризованных аналитических сигналов. «Импульсные» аспекты этих технологий рассмотрены в [7-8], базирующиеся на результатах, полученных специалистами петербургских организаций: ОАО «НПП «Радар ММС» и Физико-технического института (ФТИ) им. А.Ф. Иоффе.

Методы формирования СШП-сигналов полупроводниковыми приборами на основе так называемых «дрейфовых диодов с резким восстановлением» (ДДРВ) и приборов на задержанной ионизации (ДЗИ) были разработаны в ФТИ им. А.Ф. Иоффе около 20 лет назад. Иногда для этой цели используют низкочастотные приборы, которые после соответствующей переделки позволяют получать достаточно удовлетворительные характеристики излучения, хотя и уступающие специализированным приборам.

Полупроводниковые субнаносекундные генераторы на напряжения более 30-50 кВ в нагрузку 50 Ом в одном модуле, практически не могут конкурировать с газоразрядными по

The possibility to represent a pair of fields by assemblage by arbitrary polarized components based on (15) allows to admit another equivalent record (18)

Therefore, one can consider (20) as a representation of transformation matrix of a detector for other polarization structure of the explored field.

The analytical expressions in closed form as for components, and for its transformer allow to easily synthesize, by analogue or digital means, the corresponding measuring procedures.

In [1]-[6], technologies of assigning polarization structure to any UWB signals, based on the Hilbert transformation and formation of the corresponding polarized analytical signals, have been synthesized. "Pulse" aspects of the technologies based on the results obtained by experts of PC "SPF "Radar-MMS" and A.F. Ioffe Physical & Engineering Institute (FTI) (Saint-Petersburg) were considered in [7]-[8]

Methods of UWB signals generation by semiconductor devices (Drifted Diodes with Sharp Recovery (DDSR) and Detained Ionization Devices (DID)) have been developed in FTI twenty years ago. Sometimes for this purpose low-frequency devices are used, which allow, after corresponding recasting, to obtain quite satisfactory radiation characteristics though yielding to specialized devices.

Semiconductor sub-nanosecond oscillators with more than 30-50 kV voltage and 50 Ohm load in a module, cannot compete with discharge oscillators in

цене, надежности и даже портативности. Сейчас здесь все внимание концентрируется на выпуске достаточно широкой номенклатуры субнаносекундных генераторов в диапазоне 5-25 кВ (мощности 1-10 МВт) на частоты следования в единицы килогерц.

Наиболее эффективным и перспективным путем увеличения мощности на нагрузке или излученной в пространство следует считать когерентное сложение мощностей от многих генераторов. В этом случае удастся использовать основные преимущества полупроводниковых приборов средней мощности: стабильность положения импульсов во времени, высокая частота повторения (десятки и сотни килогерц), компактность и цена.

Наиболее перспективными сегодня представляются полупроводниковые ключи. Улучшение параметров традиционных мощных ключей (транзисторов, тиристоров) на кремнии было связано с быстрым улучшением технологии. Были разработаны сборки, состоящие из большого числа полевых транзисторов (MOSFET), способные переключать напряжения в несколько киловольт за единицы наносекунд. Дальнейшее уменьшение времен переключения на этом пути невозможно из-за влияния паразитных параметров (емкости и индуктивности) сборки. Предложен «волновой» способ объединения тысяч маломощных быстродействующих лавинных транзисторов для формирования киловольтных (до 12 кВ) импульсов с временем нарастания менее 100 пикосекунд. В этой сборке транзисторы конструктивно представляли собой линию передачи с изменяющимся волновым сопротивлением, по которой бежала волна переключения. К сожалению, ресурс лавинных транзисторов также не очень велик $\sim 10^7$ - 10^{10} переключений. Выход здесь видится в использовании двух эффектов: эффект сверхбыстрого восстановления напряжения и эффект сверхбыстрого обратимого пробоя в высоковольтных переходах. Каждый из этих эффектов был положен в основу разработанных двух классов новых полупроводниковых приборов: дрейфовые приборы с резким восстановлением и приборы на задержанной ионизации.

В зависимости от числа p - n переходов (от одного до трех) внутри каждого класса были разработаны: дрейфовые диоды с резким восстановлением, дрейфовые транзисторы с резким восстановлением (ДТРВ), дрейфовые тиристоры с резким восстановлением (ДТрПВ), диодные обострители на задержанной

price, reliability and even portability. At present, all attention concentrates on production of wide nomenclature of subnanosecond oscillators over 5-25 kV range (1-10 MW power) with repetition frequencies up to several kHz.

The most effective and perspective way of magnification the power on a loading or radiated in space should be considered as coherent power addition from many oscillators. In this case it is possible to use such basic advantages of mean power semiconductor devices as stability of time position of pulses, high repetition frequency (tens and hundreds kHz), compactness and price.

At present, semiconductor keys are the most perspective. Improvement of parameters of standard powerful silicon keys (transistors, thyristors) is connected with fast advance in technology. Assemblies consisting of a large number of MOSFET transistors capable to switch a few kV voltage for nanoseconds were designed. The further decrease of switching time by this method is impossible because of influence of parasitic parameters (capacity and inductance) of an assembly. It was suggested «wave» method of joining of thousand low-current fast avalanche transistors for generation of pulses (up to 12 kV voltage) with rise time less than 100 picoseconds. In this assembly, transistors are designed in the form of transmission line with varying wave resistance with switching wave. Unfortunately, the resource of avalanche transistors is not so large ($\sim 10^7$ - 10^{10} switching events). The possible solution is to use such two effects as effect of ultrafast voltage recovery and effect of ultrafast reversible breakdown in high-voltage transitions. Each of these effects becomes the basis of two classes of newly designed semiconductor devices — drifted devices with sharp recovery and detained ionization devices.

Depending on number of p - n transitions (from one up to three) inside each class, there were designed drifted diodes with sharp recovery (DDSR), drift transistors with sharp recovery (DTSR), drifted thyristors with sharp recovery (DThSR), detained ionization diode

ионизации, триодные обострители на задержанной ионизации, диносторы на задержанной ионизации. Каждый из этих приборов имеет свои области наиболее эффективного применения.

Была разработана эффективная технология повышения напряжения путем сборки приборов в «стопку». При этом в случае двухэлектродных приборов эта сборка выглядела для пользователя как один, также двухэлектродный прибор большей толщины. Эти кремниевые приборы имеют достаточно простую технологию изготовления и соответственно, очень дешевы даже при мелкосерийном производстве. К настоящему времени уже достигнуты уровни напряжения, близкие к 100 киловольт и фронтах меньших 1 нс (пиковые мощности до 100 МВт). При фронтах ~100 пикосекунд достигнуты напряжения ~20 киловольт (пиковые мощности более 10 МВт). Существенная особенность этой технологии — практически неограниченный ресурс и высокая стабильность.

Кроме того, оказалось возможным создавать мощные нано- и субнаносекундные генераторы с пиковой мощностью в десятки и сотни киловатт при частотах повторения импульсов в мегагерцы. Следует заметить, что ни один из других существующих в мире методов не позволяет решать такие задачи высоких частот повторения. Благодаря чрезвычайно малому джиттеру существует возможность «неограниченного» наращивания мощности путем суммирования импульсов большого числа генераторов, причем каждый генератор является простым и малогабаритным устройством.

Именно на основе использования кремниевых полупроводниковых приборов сегодня развивается в ОАО «НПП «Радар ММС» направление СШП радиополяриметрии.

Литература

- [1] Авишев В.Б., Сарычев В.А. Поляризационная структура многомерных сигналов в информационных каналах транспортных радиоэлектронных комплексов. Труды Академии транспорта, вып.1, С-Пб, 1994
- [2] Сарычев В.А. Выявление поляризационной структуры при детектировании и анализе динамических полей с неизвестными пространственно-временными характеристиками. Сборник «Проблемы пространства, времени и тяготения» РАН, 1995, С-Пб, Политехника

peakers, detained ionization triode peakers, detained ionization dinistors. Each of these devices has own range of the most effective application.

The effective technology for voltage increasing by assembling devices in a "pile" has been developed. For the case of two-electrode devices, this assembly looks like as one, also the two-electrode device with more thickness. These silicon devices have quite simple manufacturing technology and are very cheap even at small-lot production. At present, voltage level close to 100 kV and rise time less than 1 nanosecond (peak power up to 100 MW) are already achieved. For rise time ~100 picoseconds, ~20 kV voltages (peak powers more than 10 MW) are achieved. The essence of this technology is practically unlimited resource and high stability.

Besides, it was possible to design powerful nano- and sub-nanosecond oscillators with peak power of tens and hundreds kW with MHz pulse repetition frequency. It should be noted there is no other method, which could achieve such high PRF values. Due to extremely small jitter, there is an opportunity of the "unlimited" power increasing by summation of pulses generated by many oscillators, while each oscillator is a simple and small-sized device.

At present, PC "SPF "Radar-MMS" develops UWB radio polarimetry methods based on the use of silicon semiconductor devices.

References

- [1] Avishev V.B., Sarychev V.A. Polarization structure of multivariate signals in information channels of transport radio-electronic complexes. Trans. of Academy of Transport, Issue 1, St.-Petersburg, 1994 (*in Russian*)
- [2] Sarychev V.A. Revealing of polarization structure in detection and analysis of dynamic fields with unknown spatial-temporal characterisites. Collection «Problems of space, time and gravitation», RAS, St.-Petersburg, Polytechnica Publ., 1995 (*in Russian*)

- [3] Сарычев В.А., Палагин Ю.И. Особенности исследования тактико-технических возможностей систем радиовидения. Радиотехника, № 11, 1995
- [4] Сарычев В.А. Разнесение сигналов при синтезировании антенного раскрытия. Радиотехника, № 11, 1996
- [5] Козлов А.И., Сарычев В.А. Поляризация сигналов в сложных транспортных радиоэлектронных комплексах. - С. Пб. Хронограф, 1994
- [6] Сарычев В.А. Представления рассеивающих свойств протяженных целей при исследовании радиолокационного канала в историческом аспекте. Радиоэлектроника и связь, С-Пб, 1995, №2(10)
- [7] Анцев Г.В., Кардо-Сысоев А.Ф., Сарычев В.А., Французов А.Д. Антенны для сверхкороткоимпульсных радиосистем. Труды VIII Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь», 2002, Воронеж
- [8] Анцев Г.В., Астанин Л.Ю., Кардо-Сысоев А.Ф., Сарычев В.А., Стрюков Б.А., Французов А.Д. Предложения по развитию сверхширокополосной короткоимпульсной электродинамики. Проблемы транспорта №6, 2001
- [3] Sarychev V.A., Palagin Ju.I. Peculiarities of performance investigation of microwave imaging systems. Radio-technika, No. 11, 1995 (*in Russian*)
- [4] Sarychev V.A. Signals diversity under synthetizing antenna aperture. Radio-technika, No. 11, 1996 (*in Russian*)
- [5] Kozlov A.I., Sarychev V.A. Polarization of signals in compound transport radioelectronic complexes. St.-Petersburg, Chronograph Publ., 1994 (*in Russian*)
- [6] Sarychev V.A. Representation of scattering properties of extended targets in the course of radar channel investigations in historical aspect. Radioelectronika i Svjaz, No. 2 (10), 1995, St.-Petersburg (*in Russian*)
- [7] Antsev G.V., Kardo-Sysoev A.F., Sarychev V.A., Frantsuzov A.D. Antennas for ultra-short pulse radio systems. Proc. of 8-th International Sci. and Tech. Conference «Radar, navigation, communications», 2002, Voronezh (*in Russian*)
- [8] Antsev G.V., Astanin L.Ju., Kardo-Sysoev A.F., Sarychev V.A., Strjukov B.A., Frantsuzov A.D. Suggestions on development of UWB short-pulse electrodynamics. Problemy transporta, No. 6, 2001 (*in Russian*)

Совместная оценка координатных и поляризационных параметров радиолокационных объектов

В.А. Хлусов

Томский университет систем управления и радиоэлектроники
Томск, 634050, пр. Ленина 40
Тел.: 7 (3822) 413-562

В неразрывной связи временных и векторных свойств узкополосных электромагнитных сигналов рассматривается задача совместной оценки дальности, радиальной скорости и поляризационных параметров пространственно-распределенных, нестационарных во времени радиолокационных объектов. Вводится матричная функция отклика (МФО) протяженного нестационарного объекта, которая позволяет корректно описать его координатные и поляризационные свойства и применять для описания радиолокационной системы методы линейной фильтрации векторных (поляризованных) сигналов. Определены требования к зондирующему векторному сигналу и процедуре обработки отраженного векторного сигнала, необходимые и достаточные для решения рассматриваемой задачи.

1. Модель радиолокационного объекта и его матричная функция отклика

Реальные радиолокационные объекты имеют ненулевые пространственные размеры, и в рамках концепции «блестящих точек» их можно представить в виде совокупности «точечных» элементарных отражателей, распределенных по пространству и имеющих в общем случае различные радиальные скорости движения относительно точки визирования. При таком подходе вся зондируемая область пространства является одним пространственно-распределенным, нестационарным объектом (ПРНО). Модель такого объекта схематично изображена на рис. 1, как часть модели однопозиционного радиолокационного (РЛ) канала.

Для общего случая движения элементарного отражателя ПРНО с радиальной скоростью V_r его координатные параметры (дальность, радиальная скорость) и поляризационные свойства можно совместно представить в виде матричной функции отклика (МФО)

Joint Estimation of Coordinate and Polarization Parameters of Radar Objects

V.A. Khlusov

Tomsk University of Control Systems and Radioelectronics
Lenin Ave. 40, Tomsk, 634050, Russia
E-mail: rirs_pol@ngs.ru

The problem of joint estimation of range, radial velocity and polarization parameters of spatially distributed, time-fluctuating radar objects is considered in continuous relation of temporal and vector properties of narrow-band electromagnetic signals. Matrix response function of extended non-stationary object, which allows to correctly describe its coordinate and polarization properties and apply methods of linear filtering of vector (polarized) signals for analysis of radar systems, is introduced. Requirements to sounding vector signal and signal processing procedure of the reflected signal, which are necessary and sufficient for solution of the stated problem, are formulated.

1. Model of radar object and its matrix response function

Real radar objects have finite dimensions and (within the concept of "bright points") can be presented as an ensemble of "point" elementary reflectors distributed in space and having, in general, different radial velocities relatively to sounding radar. In this case, the whole illuminated area is a single spatially distributed non-stationary object (SDNO). The model of such object is schematically shown in Fig. 1, as a part of monostatic radar channel model.

If an elementary reflector of SDNO moves with radial velocity V_r , then its coordinate parameters (range, radial velocity) and polarization properties can be presented as the matrix response function (MRF)

$$\mathbf{g}_i(\tau, \Omega) = \delta(\tau_i, \Omega_i) \cdot \mathbf{S}_i = \delta(\tau_i, \Omega_i) \cdot \begin{pmatrix} \dot{S}_{11}^i & \dot{S}_{12}^i \\ \dot{S}_{21}^i & \dot{S}_{22}^i \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} g_{11}^i & g_{12}^i \\ g_{21}^i & g_{22}^i \end{pmatrix}, \quad (1)$$

где оператор \mathbf{S}_i – матрица обратного рассеяния элементарного отражателя, $\tau_i = 2D_i/c$ – время задержки отраженного сигнала $\mathbf{u}_r(t, \omega)$ относительно момента излучения зондирующего сигнала $\mathbf{u}_0(t, \omega)$, $\Omega_i = 2V_i/\lambda_0$ – доплеровское смещение частоты отраженного сигнала, обусловленное радиальной скоростью отражателя (c – скорость света, λ_0 – длина волны).

where \mathbf{S}_i is backscattering matrix (BSM) of the elementary reflector, $\tau_i = 2D_i/c$ is delay time of reflected signal $\mathbf{u}_r(t, \omega)$ relatively to instant of sounding signal $\mathbf{u}_0(t, \omega)$ radiation, $\Omega_i = 2V_i/\lambda_0$ is Doppler frequency shift of the reflected signal (c is the light speed, λ_0 is wavelength of the sounding signal).

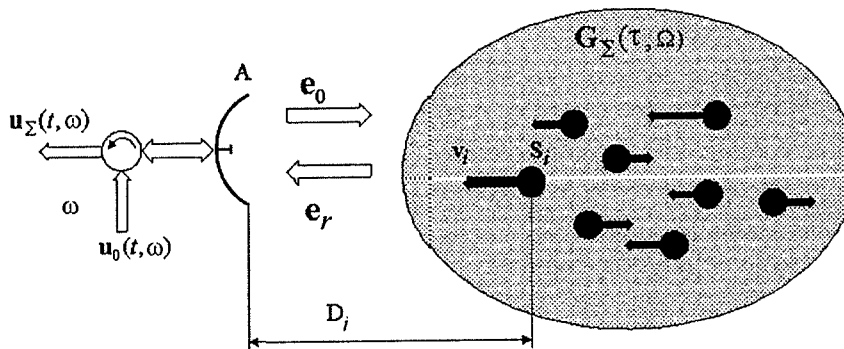


Рис. 1. Модель однопозиционного радиолокационного канала
Fig. 1. Model of monostatic radar channel

На рис. 2 схематически показан вид матричной функции отклика $\mathbf{g}_i(\tau, \Omega)$ точечного объекта.

Figure 2 shows schematic diagram of the matrix response function $\mathbf{g}_i(\tau, \Omega)$ of a point object.

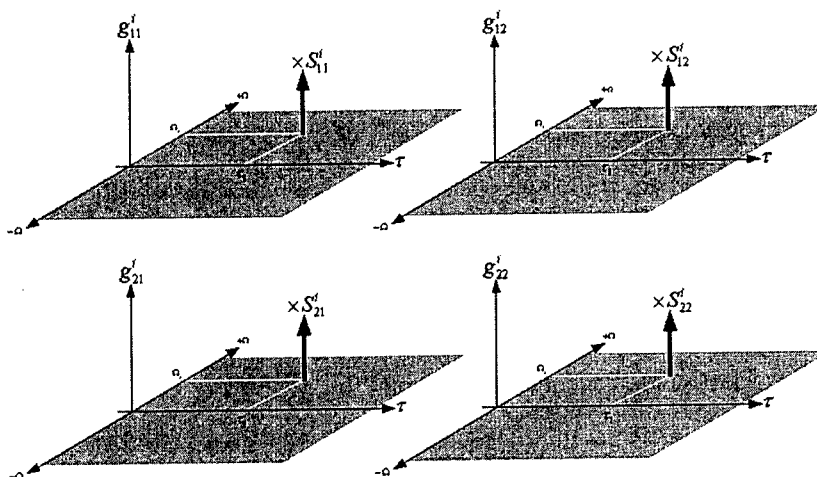


Рис. 2. Пример матричной функции отклика $\mathbf{g}_i(\tau, \Omega)$ точечного объекта на плоскости «время-частота»
Fig. 2. Example of the matrix response function $\mathbf{g}_i(\tau, \Omega)$ of a point object on «time-frequency» plane

Каждый из элементов g_{ij}^i этого оператора является дельта-функцией, заданная в точке τ, Ω , и умноженная на соответствующий элемент \hat{S}_{ij}^i матрицы обратного рассеяния i -го точечного объекта.

Для «точечного» элементарного отражателя (идеализированный случай), линейные размеры которого много меньше элемента разрешения РЛС по азимуту и дальности, формальное соответствие между излученным и отраженным сигналами устанавливается соотношением матричной свертки

$$\mathbf{u}_i(t, \omega) = \mathbf{g}_i(\tau, \Omega) * \mathbf{u}_0(t, \omega) = \iint \mathbf{g}_i(\tau, \Omega) \cdot \mathbf{u}_0(t - \tau, \omega - \Omega) d\tau d\Omega. \quad (2)$$

При облучении ПРНО сигналом

$$\mathbf{u}_0(t, \omega) = \begin{bmatrix} \dot{f}_1(t, \omega) \\ \dot{f}_2(t, \omega) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix},$$

суммарный отклик можно представить в виде суммы откликов $\mathbf{u}_i(t, \omega)$ каждого из образующих его элементарных отражателей

$$\mathbf{u}_\Sigma(t, \omega) = \sum_{i=1}^N \mathbf{u}_i(t, \omega) = \sum_{i=1}^N \underbrace{\mathbf{g}_i(\tau, \Omega)}_{\mathbf{G}_\Sigma(\tau, \Omega)} * \mathbf{u}_0(t, \omega) = \mathbf{G}_\Sigma(\tau, \Omega) * \mathbf{u}_0(t, \omega). \quad (3)$$

При этом матричная функция отклика \mathbf{G}_Σ равна сумме МФО всех объектов, образующих радиолокационную обстановку. Качественно, вид МФО проиллюстрирован на рис. 3.

Each of elements g_{ij}^i of the operator is a delta function given in the point τ, Ω , and multiplied on the corresponding element \hat{S}_{ij}^i of the i -th back scattering matrix.

For a point elementary reflector (idealized case), which linear dimensions are much less than radar resolution cell in azimuth and range, the formal relation between radiated and reflected signals is defined by matrix convolution

While irradiating SDNO by signal

the total response is a sum of responses $\mathbf{u}_i(t, \omega)$ caused by i -th elementary reflector

Thus, the matrix response function \mathbf{G}_Σ is equal to sum of MRFs of all objects observed. Schematic diagram of the MRF is shown in Fig. 3.

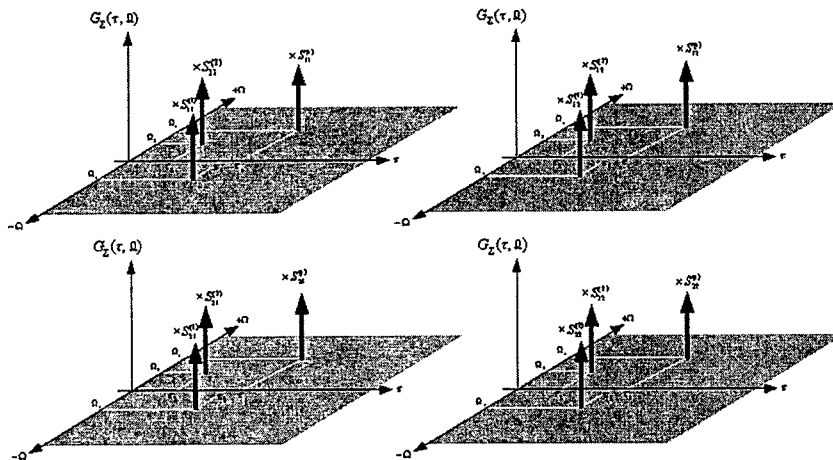


Рис. 3. Пример матричной функции отклика $\mathbf{G}_\Sigma(\tau, \Omega)$ пространственно-распределенного, нестационарного объекта, заданной на плоскости «время-частота»

Fig. 3. Example of the matrix response function $\mathbf{G}_\Sigma(\tau, \Omega)$ of a spatially distributed non-stationary object on «time-frequency» plane

Матричная функция отклика есть развитие понятия матрицы обратного рассеяния, распространенное на протяженные, движущиеся (нестационарные) радиолокационные объекты.

В общем случае задача совместной оценки поляризационных и координатных параметров радиолокационных объектов, с учетом векторных свойств электромагнитного поля, состоит в том, чтобы по результатам наблюдения отраженного сигнала $\mathbf{u}_\Sigma(t, \omega)$, при известном зондирующем сигнале $\mathbf{u}_0(t, \omega)$, оценить матричную функцию отклика $\mathbf{G}_\Sigma(\tau, \Omega)$.

2. Первичная обработка отраженного векторного сигнала

Известным и единственным методом решения матричного уравнения (3) относительно $\mathbf{G}_\Sigma(\tau, \Omega)$ является процедура векторной свертки обеих частей уравнения (3) с некоторым вектором $\mathbf{u}(\tau, \Omega)$ (фильтрующая векторная функция), в соответствии с выражением

$$\mathbf{u}_\Sigma(t, \omega) \circ \mathbf{u}(\tau, \Omega) = \iint \mathbf{u}_r(t - \tau, \omega - \Omega) \otimes \tilde{\mathbf{u}}(\tau, \Omega) d\tau d\Omega, \quad (4)$$

где знаки \circ, \otimes, \sim обозначают векторную свертку, умножение по Кронекеру и транспонирование, соответственно.

Используя соотношение (3), выражение (4) можно переписать в развернутом виде

$$\mathbf{u}_\Sigma(t, \omega) \circ \mathbf{u}(\tau, \Omega) = \mathbf{G}_\Sigma(\tau, \Omega) \underbrace{\mathbf{u}_0(t, \omega) \circ \tilde{\mathbf{u}}(\tau, \Omega)}_{\mathbf{X}(t, \omega)} = \mathbf{G}_\Sigma(\tau, \Omega) \mathbf{X}(t, \omega) = \mathbf{J}(t, \omega). \quad (5)$$

Оператор $\mathbf{X}(t, \omega)$ в (5) есть матрица взаимной когерентности векторных функций $\mathbf{u}_0(t, \omega)$, $\mathbf{u}(\tau, \Omega)$, определенная для всех возможных параметров сдвига τ, Ω . Путем выбора этих функций можно определить различные свойства оператора $\mathbf{X}(t, \omega)$.

Соотношение (4) определяет необходимую процедуру первичной обработки отраженного векторного сигнала, как его векторную свертку с зондирующим сигналом. Схема алгоритма, реализующего обработку отраженного сигнала в соответствии с выражениями (4, 5) представлена на рис. 4.

Отраженный векторный сигнал $\mathbf{u}_\Sigma(t, \omega)$ на выходе приемной антенны представлен двумя скалярными сигналами $\dot{u}_1(t, \omega)$, $\dot{u}_2(t, \omega)$, кото-

The matrix response function is an expansion of the backscattering matrix notion for the case of extended (time-dependent) moving radar objects.

In general, the problem of joint estimation of polarization and coordinate parameters of radar objects, in view of vector properties of EM field, consist in estimation of the MRF $\mathbf{G}_\Sigma(\tau, \Omega)$ by the reflected signal $\mathbf{u}_\Sigma(t, \omega)$ with known radiated signal $\mathbf{u}_0(t, \omega)$.

2. Primary processing of reflected vector signal

The known and unique method of the matrix equation (3) solution as concerns $\mathbf{G}_\Sigma(\tau, \Omega)$ is the procedure of vector convolution of both sides of (3) with a vector $\mathbf{u}(\tau, \Omega)$ (filtering vector function) in accordance with expression

where signs \circ, \otimes, \sim denote vector convolution, Kronecker multiplication, and transposition, correspondingly.

With the use of (3), expression (4) can be rewritten in the form

The operator $\mathbf{X}(t, \omega)$ in (5) is the cross coherence matrix of the vector functions $\mathbf{u}_0(t, \omega)$, $\mathbf{u}(\tau, \Omega)$ defined for all possible parameters τ, Ω . By choice of these functions, it is possible to determine various properties of the operator $\mathbf{X}(t, \omega)$.

The relation (4) defines the necessary procedure of primary processing of the reflected signal in the form of its vector convolution with the sounding signal. Block-diagram of the algorithm realizing the reflected signal processing according to (4) and (5) is shown in Fig. 4.

The reflected vector signal $\mathbf{u}_\Sigma(t, \omega)$ at the output of the receiving antenna is presented by two scalar signals $\dot{u}_1(t, \omega)$,

рые наблюдаются на выходе ортогональных по поляризации питающих фидеров антенны $\dot{u}_2(t, \omega)$, which are at the outputs of orthogonal antenna feeders.

$$\mathbf{u}_\Sigma(t, \omega) = \begin{bmatrix} \dot{u}_1(t, \omega) \\ \dot{u}_2(t, \omega) \end{bmatrix}. \quad (6)$$

В соответствии с (3), отраженный векторный сигнал в развернутой форме имеет вид According to (3), the reflected vector signal reads as

$$\mathbf{u}_\Sigma(t, \omega) = \iint \left\{ \begin{bmatrix} \dot{g}_{11}^\Sigma & \dot{g}_{12}^\Sigma \\ \dot{g}_{21}^\Sigma & \dot{g}_{22}^\Sigma \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \dot{f}_1(t, \omega) \\ \dot{f}_2(t, \omega) \end{bmatrix} \right\} d\tau d\Omega = \begin{bmatrix} \dot{g}_{11}^\Sigma \dot{f}_1(t, \omega) + \dot{g}_{12}^\Sigma \dot{f}_2(t, \omega) \\ \dot{g}_{21}^\Sigma \dot{f}_1(t, \omega) + \dot{g}_{22}^\Sigma \dot{f}_2(t, \omega) \end{bmatrix}, \quad (7)$$

где \dot{g}_{ij}^Σ — элементы матричной функции отклика объекта. where \dot{g}_{ij}^Σ are elements of the object's matrix response function.

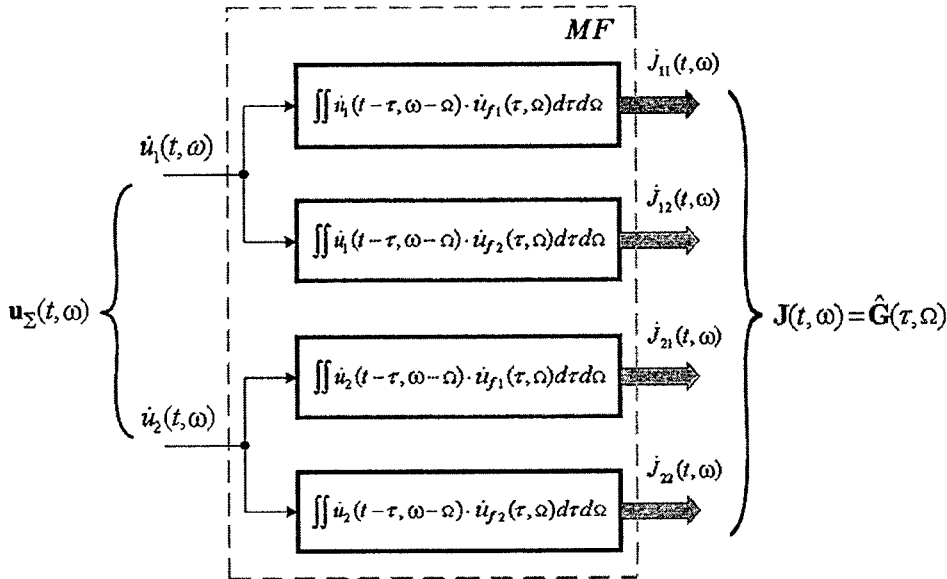


Рис. 4. Обобщенный алгоритм первичной обработки отраженного векторного сигнала (MF - матричный фильтр)

Fig. 4. Generalized algorithm of primary processing of reflected vector signal («MF» denotes matrix filter)

Для реализации векторной свертки отраженного сигнала $\mathbf{u}_\Sigma(t, \omega)$ с некоторой векторной фильтрующей функцией $\mathbf{u}(\tau, \Omega)$ (см. (5))

In order to realize the vector convolution of the reflected signal $\mathbf{u}_\Sigma(t, \omega)$ with vector filtering function $\mathbf{u}(\tau, \Omega)$ (see (5))

$$\mathbf{u}(\tau, \Omega) = \begin{bmatrix} \dot{u}_{f1}(\tau, \Omega) \\ \dot{u}_{f2}(\tau, \Omega) \end{bmatrix}, \quad (8)$$

необходимо каждую компоненту $\dot{u}_i(t, \omega)$ ($i=1, 2$) отраженного векторного сигнала свернуть с опорными функциями $\dot{u}_{fi}(\tau, \Omega)$ так, как это показано на рис. 4. При этом результатом каждой из

it is necessary to convolute each of components $\dot{u}_i(t, \omega)$ ($i=1, 2$) of the reflected signal with reference functions $\dot{u}_{fi}(\tau, \Omega)$ as is shown in Fig. 4. Thus, the

сверток будет оценка одного из элементов \dot{g}_{ij}^Σ матричной функции отклика $\mathbf{G}_\Sigma(\tau, \Omega)$ объекта. В развернутом виде соотношение (5) принимает вид

$$\begin{aligned} \mathbf{J}(t, \omega) &= \mathbf{u}_\Sigma(t, \omega) \circ \mathbf{u}(\tau, \Omega) = \iint \begin{bmatrix} \dot{u}_1(t, \omega) \\ \dot{u}_2(t, \omega) \end{bmatrix} \otimes [\dot{u}_{f1}(\tau, \Omega) \quad \dot{u}_{f2}(\tau, \Omega)] d\tau d\Omega = \\ &= \begin{bmatrix} (\dot{g}_{11}^\Sigma \dot{f}_1(t, \omega) + \dot{g}_{12}^\Sigma \dot{f}_2(t, \omega)) \dot{u}_{f1}(\tau, \Omega); & (\dot{g}_{11}^\Sigma \dot{f}_1(t, \omega) + \dot{g}_{12}^\Sigma \dot{f}_2(t, \omega)) \dot{u}_{f2}(\tau, \Omega) \\ (\dot{g}_{21}^\Sigma \dot{f}_1(t, \omega) + \dot{g}_{22}^\Sigma \dot{f}_2(t, \omega)) \dot{u}_{f1}(\tau, \Omega); & (\dot{g}_{21}^\Sigma \dot{f}_1(t, \omega) + \dot{g}_{22}^\Sigma \dot{f}_2(t, \omega)) \dot{u}_{f2}(\tau, \Omega) \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (9)$$

Очевидно, что для того, чтобы формируемый отклик $\mathbf{J}(t, \omega)$ в выражении (9) был состоятельной оценкой матричной функции отклика, т.е.

In order that the generated response $\mathbf{J}(t, \omega)$ in (9) becomes a consistent MRF estimate, i.e.

$$\mathbf{J}(t, \omega) = \hat{\mathbf{G}}_\Sigma(\tau, \Omega) = \begin{bmatrix} \hat{g}_{11}^\Sigma & \hat{g}_{12}^\Sigma \\ \hat{g}_{21}^\Sigma & \hat{g}_{22}^\Sigma \end{bmatrix} \Rightarrow \mathbf{G}_\Sigma(\tau, \Omega), \quad (10)$$

необходимо наложить некоторые требования на сигналы $\dot{f}_i(t, \omega)$, определяющие частотно-временную структуру ортогональных по поляризации компонент зондирующего сигнала $\mathbf{u}_0(t, \omega)$, и векторную фильтрующую функцию $\mathbf{u}(\tau, \Omega)$. Суть этих требований рассматривается в следующем разделе.

some requirements should be made for signals $\dot{f}_i(t, \omega)$, which determine time-frequency structure of orthogonally polarized components of $\mathbf{u}_0(t, \omega)$ and vector filtering function $\mathbf{u}(\tau, \Omega)$. The requirements essence is considered in the next section.

3. Требования к зондирующему векторному сигналу

Если векторные функции $\mathbf{u}_0(t, \omega)$, $\mathbf{u}(\tau, \Omega)$ в (3) выбраны так, что матрица $\mathbf{X}(t, \omega)$ в (5) эрмитова и невырожденная, а именно

3. Requirements to sounding vector signal

If the functions $\mathbf{u}_0(t, \omega)$, $\mathbf{u}(\tau, \Omega)$ in (3) are chosen so that $\mathbf{X}(t, \omega)$ matrix in (5) is hermitian and nonsingular, i.e.

$$\det\{\mathbf{X}(t, \omega)\} \neq 0, \quad \mathbf{X}(t, \omega) = \mathbf{X}^\dagger(t, \omega), \quad (11)$$

то ее можно представить в мультипликативной форме (разложение Такаги)

then it can be presented in the multiply form (Takagi's decomposition)

$$\mathbf{X}(t, \omega) = \mathbf{F}^\dagger \cdot \begin{bmatrix} \lambda_1(t, \omega) & 0 \\ 0 & \lambda_2(t, \omega) \end{bmatrix} \cdot \mathbf{F} = \mathbf{F}^\dagger \cdot \Delta(t, \omega) \cdot \mathbf{F}, \quad (12)$$

где \mathbf{F} — унитарный оператор, определяющий группу поворотов векторов Джонса в пространстве Пуанкаре, $\lambda_i(t, \omega)$ — собственные функции оператора $\mathbf{X}(t, \Omega)$.

Подставляя (12) в (5), получаем следующее выражение

where \mathbf{F} is unitary operator determining rotations group of Jones vectors in Poincare space, $\lambda_i(t, \omega)$ are eigenfunctions of the operator $\mathbf{X}(t, \Omega)$.

Substituting (12) in (5) gives the following expression

$$\begin{aligned} \mathbf{J}(t, \omega) &= \mathbf{G}_{\Sigma}(\tau, \Omega) \mathbf{X}(t, \omega) = \mathbf{G}_{\Sigma}(\tau, \Omega) \mathbf{F}^{\dagger} \Delta(t, \omega) \mathbf{F} = \\ &= \tilde{\mathbf{F}} \cdot \mathbf{G}_{\Sigma}(\tau, \Omega) \mathbf{F} \mathbf{F}^{\dagger} \Delta(t, \omega) \mathbf{F} = \tilde{\mathbf{F}} \underbrace{\mathbf{G}_{\Sigma}(\tau, \Omega) \Delta(t, \omega) \mathbf{F}}_{\hat{\mathbf{G}}_{\Sigma}(\tau, \Omega)} \mathbf{F} = \tilde{\mathbf{F}} \hat{\mathbf{G}}_{\Sigma}(\tau, \Omega) \mathbf{F}. \end{aligned} \quad (13)$$

В силу диагонального вида оператора $\Delta(t, \omega)$ в (12) оператор $\mathbf{J}(t, \omega)$ является оценкой $\hat{\mathbf{G}}_{\Sigma}(\tau, \Omega)$ матричной функции отклика объекта. При этом точность такой оценки зависит от свойств оператора $\Delta(t, \omega)$.

Поскольку вид поляризационного базиса, в котором формируется оценка матричной функции $\mathbf{G}_{\Sigma}(\tau, \Omega)$, не имеет принципиального значения, для простоты будем считать, что невырожденная матрица $\mathbf{X}(t, \omega)$ имеет диагональный вид

$$\mathbf{X}(t, \omega) = \begin{bmatrix} \lambda_1(t, \omega) & 0 \\ 0 & \lambda_2(t, \omega) \end{bmatrix} = \Delta(t, \omega). \quad (14)$$

При этом формируемая оценка удовлетворяет соотношению

$$\mathbf{J}(t, \omega) = \mathbf{u}_{\Sigma}(t, \omega) \circ \mathbf{u}(\tau, \Omega) = \mathbf{G}_{\Sigma}(\tau, \Omega) \Delta(t, \omega) \Rightarrow \hat{\mathbf{G}}_{\Sigma}(t, \omega). \quad (15)$$

Очевидно, что точность формируемой оценки матричной функции отклика рассеивающего объекта определяется свойствами зондирующего векторного сигнала и видом векторной фильтрующей функции, которые могут быть выбраны на этапе проектирования системы. Например, если оператор $\mathbf{X}(t, \omega)$ имеет вид

$$\mathbf{X}(t, \omega) = \delta(0; 0) \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad (16)$$

где $\delta(0; 0)$ — дельта функция, заданная в точке $t=0, \omega=0$, то $\mathbf{J}(t, \omega)$ является точной оценкой матричной функции отклика протяженного нестационарного объекта, поскольку в этом случае имеет место равенство

$$\mathbf{J}(t, \omega) = \mathbf{u}_{\Sigma}(t, \omega) \circ \mathbf{u}(\tau, \Omega) = \mathbf{G}_{\Sigma}(\tau, \Omega) \delta(0; 0) \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \equiv \mathbf{G}_{\Sigma}(t, \omega). \quad (17)$$

В реальных системах всегда присутствует помеха в каналах приема отраженного сигнала. Для учета реальных условий перепишем (3) в виде

$$\mathbf{u}_{\Sigma}(t, \omega) = \mathbf{G}_{\Sigma}(\tau, \Omega) \mathbf{u}_0(t, \omega) + \mathbf{n}(t, \omega), \quad (18)$$

где $\mathbf{n}(t, \omega)$ — неполяризованная векторная помеха, ортогональные компоненты кото-

Since the operator $\Delta(t, \omega)$ in (12) has diagonal form, the operator $\mathbf{J}(t, \omega)$ is an estimate $\hat{\mathbf{G}}_{\Sigma}(\tau, \Omega)$ of the object's matrix response function. The estimate accuracy will depend on properties of $\Delta(t, \omega)$.

Since the polarization basis, in which the MRF estimate $\mathbf{G}_{\Sigma}(\tau, \Omega)$ is obtained, may be arbitrary, for simplicity sake we suppose that the nonsingular matrix $\mathbf{X}(t, \omega)$ has a diagonal form

Thus, the desired estimate satisfy the expression

It is clear that accuracy of the MRF estimate of a scattering object is determined by properties of sounding vector signal and form of vector filtering function, which can be chosen at the system designing stage. For example, if the operator $\mathbf{X}(t, \omega)$ looks like

where $\delta(0; 0)$ is delta function defined in point $t=0, \omega=0$, then $\mathbf{J}(t, \omega)$ is correct estimate of the MRF of extended non-stationary object, since the equality is valid for this case

The receiving channels of operational radars is always characterized by noise level. So that (3) can be rewritten as

where $\mathbf{n}(t, \omega)$ is non-polarized vector interference, which orthogonal compo-

рой заданы двумя случайными некоррелированными процессами $\dot{n}_i(t, \omega)$, описывающими «белые» шумы (тепловые шумы) равной мощности в ортогональных приемных каналах

nents are two random non-correlated processes $\dot{n}_i(t, \omega)$ describing "white" (thermal) noises of equal power in the orthogonal receiving channels

$$\mathbf{n}(t, \omega) = \begin{bmatrix} \dot{n}_1(t, \omega) \\ \dot{n}_2(t, \omega) \end{bmatrix}. \quad (19)$$

Равенство мощностей процессов выбрано из соображений здравого смысла. Поэтому считаем, что каналы приема идентичны по коэффициенту шума и усилению. В силу этого векторная помеха (19) неполяризована. Подставляя (18) в (5), запишем

The equality of the processes power is explained by common practice. Thus, the receiving channels are considered to have identical noise factor and gain. Therefore, the interference (19) is non-polarized. Substituting (18) in (5) gives

$$\begin{aligned} \mathbf{J}(t, \omega) &= \mathbf{u}_\Sigma(t, \omega) \circ \mathbf{u}(\tau, \Omega) = \{ \mathbf{G}_\Sigma(\tau, \Omega) \mathbf{u}_0(t, \omega) + \mathbf{n}(t, \omega) \} \circ \mathbf{u}(\tau, \Omega) = \\ &= \mathbf{G}_\Sigma(\tau, \Omega) \mathbf{X}(t, \omega) + \mathbf{n}(t, \omega) \circ \mathbf{u}(\tau, \Omega) = \mathbf{J}_S + \mathbf{J}_N, \end{aligned} \quad (20)$$

где \mathbf{J}_S — полезная составляющая на выходе фильтра формирования оценки функции отклика объекта, \mathbf{J}_N — помеховая компонента.

Из теории согласованного приема скалярных комплексных сигналов на фоне белого шума известно, что наилучшей фильтрующей функцией (по критерию отношения «сигнал-помеха») является функция, сопряженная функции, описывающей полезный сигнал. Для случая приема векторного сигнала $\mathbf{u}_\Sigma(t, \omega)$ на фоне неполяризованной «белой» помехи (19), фильтрующая векторная функция $\mathbf{u}(\tau, \Omega)$ должна быть сопряжена с векторной функцией, описывающей излучаемый сигнал. В этом случае обеспечивается наилучшее соотношение «сигнал-шум» для отклика от каждого из элементарных отражателей объекта.

Исходя из сказанного можно утверждать, что для оптимальной фильтрации отраженного сигнала на фоне «белого» неполяризованного векторного шума фильтрующая функция должна описываться выражением

$$\mathbf{u}(\tau, \Omega) = \mathbf{u}_0^*(\tau, \Omega).$$

При этом выражение (20) принимает вид

Thus, expression (20) becomes

$$\begin{aligned} \mathbf{J}(t, \omega) &= \mathbf{u}_\Sigma(t, \omega) \circ \mathbf{u}_0^*(\tau, \Omega) = \{ \mathbf{G}_\Sigma(\tau, \Omega) \mathbf{u}_0(t, \omega) + \mathbf{n}(t, \omega) \} \circ \mathbf{u}_0^*(\tau, \Omega) = \\ &= \mathbf{G}_\Sigma(\tau, \Omega) \mathbf{X}_0(t, \omega) + \mathbf{n}(t, \omega) \circ \mathbf{u}_0^*(\tau, \Omega) = \mathbf{J}_S + \mathbf{J}_N, \end{aligned} \quad (21)$$

где $\mathbf{X}_0(t, \omega)$ определяется только свойствами зондирующего сигнала. С учетом требования невырожденности этой матрицы (см. (11)-(13)), выражение (21) принимает вид

where $\mathbf{X}_0(t, \omega)$ is determined by the sounding signal properties only. With the requirement for this matrix to be non-singular (see (11)-(13), expression (21) reads as

$$\mathbf{J}(t, \omega) = \mathbf{u}_\Sigma(t, \omega) \circ \mathbf{u}_0^*(\tau, \Omega) = \mathbf{J}_C + \mathbf{J}_N = \begin{bmatrix} J_{11}^{(S)} & J_{12}^{(S)} \\ J_{21}^{(S)} & J_{22}^{(S)} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} J_{11}^{(N)} & J_{12}^{(N)} \\ J_{21}^{(N)} & J_{22}^{(N)} \end{bmatrix} = \quad (22)$$

$$= \begin{bmatrix} g_{11}(\tau, \Omega) & g_{12}(\tau, \Omega) \\ g_{21}(\tau, \Omega) & g_{22}(\tau, \Omega) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{11}(t, \omega) & x_{12}(t, \omega) \\ x_{21}(t, \omega) & x_{22}(t, \omega) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1(t, \omega) u_1(\tau, \Omega) & n_1(t, \omega) u_2(\tau, \Omega) \\ n_2(t, \omega) u_1(\tau, \Omega) & n_2(t, \omega) u_2(\tau, \Omega) \end{bmatrix},$$

где

where

$$\begin{aligned} J_{11}^{(S)}(t, \omega) &= g_{11}(\tau, \Omega) x_{11}(t, \omega) + g_{12}(\tau, \Omega) x_{21}(t, \omega); \\ J_{12}^{(S)}(t, \omega) &= g_{11}(\tau, \Omega) x_{12}(t, \omega) + g_{12}(\tau, \Omega) x_{22}(t, \omega); \\ J_{21}^{(S)}(t, \omega) &= g_{21}(\tau, \Omega) x_{11}(t, \omega) + g_{22}(\tau, \Omega) x_{21}(t, \omega); \\ J_{22}^{(S)}(t, \omega) &= g_{21}(\tau, \Omega) x_{12}(t, \omega) + g_{22}(\tau, \Omega) x_{22}(t, \omega); \end{aligned} \quad (23)$$

$$\begin{aligned} J_{11}^{(N)}(t, \omega) &= n_1(t, \omega) u_1(\tau, \Omega); \\ J_{12}^{(N)}(t, \omega) &= n_1(t, \omega) u_2(\tau, \Omega); \\ J_{21}^{(N)}(t, \omega) &= n_2(t, \omega) u_1(\tau, \Omega); \\ J_{22}^{(N)}(t, \omega) &= n_2(t, \omega) u_2(\tau, \Omega). \end{aligned} \quad (24)$$

Матрица $\mathbf{X}_0(t, \omega)$ в (22) задана соотношением Matrix $\mathbf{X}_0(t, \omega)$ in (22) is given by

$$\begin{aligned} \mathbf{X}_0(t, \omega) &= \mathbf{u}_0(t, \omega) \circ \mathbf{u}_0^*(\tau, \Omega) = \\ &= \iint \begin{bmatrix} \dot{f}_1(t, \omega) \\ \dot{f}_2(t, \omega) \end{bmatrix} \otimes \begin{bmatrix} \dot{f}_1(t, \omega) & \dot{f}_2(t, \omega) \end{bmatrix}^* d\tau d\Omega = \begin{bmatrix} x_{11}(t, \omega) & x_{12}(t, \omega) \\ x_{21}(t, \omega) & x_{22}(t, \omega) \end{bmatrix}, \end{aligned} \quad (25)$$

и, следовательно, элементы $x_{ij}(t, \omega)$ в (23) определяются выражениями therefore, elements $x_{ij}(t, \omega)$ in (23) are written in the following way

$$\begin{aligned} x_{11}(t, \omega) &= \iint \dot{f}_1(t - \tau, \omega - \Omega) \dot{f}_1^*(\tau, \Omega) d\tau d\Omega; \\ x_{21}(t, \omega) &= \iint \dot{f}_2(t - \tau, \omega - \Omega) \dot{f}_1^*(\tau, \Omega) d\tau d\Omega; \\ x_{12}(t, \omega) &= \iint \dot{f}_1(t - \tau, \omega - \Omega) \dot{f}_2^*(\tau, \Omega) d\tau d\Omega; \\ x_{22}(t, \omega) &= \iint \dot{f}_2(t - \tau, \omega - \Omega) \dot{f}_2^*(\tau, \Omega) d\tau d\Omega. \end{aligned} \quad (26)$$

В идеальном случае, когда зондирующий сигнал в (25) удовлетворяет соотношению In ideal case, when the sounding signal in (25) satisfies the relation

$$\mathbf{X}_0(t, \omega) = \mathbf{u}_0(t, \omega) \circ \mathbf{u}_0^*(\tau, \Omega) = \delta(0, 0) \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad (27)$$

элементы $x_{ij}(t, \omega)$ в (26) равны

the elements $x_{ij}(t, \omega)$ в (26) equal to

$$x_{11}(t, \omega) = \delta(0, 0); \quad x_{21}(t, \omega) = 0; \quad x_{12}(t, \omega) = 0; \quad x_{22}(t, \omega) = \delta(0, 0), \quad (28)$$

а элементы $J_{ij}^{(N)}(t, \omega)$ суть «белые» некоррелированные шумы, с равной конечной мощностью. Для такого сигнала, в силу конечной

whereas elements $J_{ij}^{(N)}(t, \omega)$ are white non-correlated noises with equal finite power. Because of finite noise power in

мощности шумов в каналах формирования элементов матричной функции отклика объекта, выражение (22) принимает вид

$$\mathbf{J}(t, \omega) = \mathbf{u}_{\Sigma}(t, \omega) \circ \mathbf{u}_0^*(\tau, \Omega) =$$

$$= \underbrace{\begin{bmatrix} g_{11}(\tau, \Omega) & g_{12}(\tau, \Omega) \\ g_{21}(\tau, \Omega) & g_{22}(\tau, \Omega) \end{bmatrix}}_{\mathbf{J}_S} \underbrace{\begin{bmatrix} \delta(0, 0) & 0 \\ 0 & \delta(0, 0) \end{bmatrix}}_{\mathbf{X}_0(t, \omega)} + \underbrace{\begin{bmatrix} J_{11}(t, \omega) & J_{12}(t, \omega) \\ J_{21}(t, \omega) & J_{22}(t, \omega) \end{bmatrix}}_{\mathbf{J}_N} \equiv \mathbf{G}(t, \omega), \quad (29)$$

поскольку отношение «сигнал-шум» в указанных каналах стремится к бесконечности.

Таким образом, процедура взаимной векторной свертки зондирующего и отраженного векторных сигналов позволяет произвести точную оценку матричной функции отклика пространственно-распределенного нестационарного во времени объекта, а значит точно оценить его поляризационные и координатные параметры в неразрывной их связи, со строгим учетом векторных свойств электромагнитного поля.

При практической реализации радиолокационной системы в соответствии с алгоритмом, представленным соотношением (22), ширина спектра и длительность зондирующего сигнала всегда ограничены. В силу этого обстоятельства соотношения (28), определяющие необходимые корреляционные свойства ортогональных компонент векторного зондирующего сигнала, могут быть выполнены только в некотором приближении

$$\begin{aligned} x_{11}(\tau, \Omega) &= \iint \dot{f}_1(t, \omega) \dot{f}_1^*(t - \tau, \omega - \Omega) dt d\omega \Rightarrow \delta(0, 0); \\ x_{22}(\tau, \Omega) &= \iint \dot{f}_2(t, \omega) \dot{f}_2^*(t - \tau, \omega - \Omega) dt d\omega \Rightarrow \delta(0, 0); \\ x_{12}(\tau, \Omega) &= x_{21}^*(\tau, \Omega) = \iint \dot{f}_1(t, \omega) \dot{f}_2^*(t - \tau, \omega - \Omega) dt d\omega \Rightarrow 0. \end{aligned} \quad (30)$$

Соответственно, оценка матричной функции отклика на практике производится с некоторой ошибкой по параметрам времени прихода и доплеровской частоте. Величина этой ошибки определяется шириной главного лепестка обобщенной функции автокорреляции сигналов $\dot{f}_i(t, \omega)$. Качественный вид формируемой оценки матричной функции отклика пространственно-распределенного нестационарного объекта для случая конечной полосы частот и конечной длительности зондирующего сигнала, удовлетворяющего соотношениям (30), показан на рис. 5.

the channels of the MRFs elements formation, expression (22) takes the form

since SN ratio in the given channels tends to infinity.

Thus, the vector procedure of cross convolution of the sounding and reflected signals allows to correctly estimate the matrix response function of a spatially distributed time-fluctuating object, and, therefore, to precisely determine its polarization and coordinate parameters with rigorous account of the vector properties of electromagnetic field.

In practice, spectrum width and duration of the sounding signal are always limited in radar systems implementing the algorithm described in (22). Because of this, the relations (28), which determine the required correlation properties of the sounding signal's orthogonal components, can be realized with a certain accuracy

Hence, the matrix response function estimate is found with some errors in time of arrival and Doppler frequency. The error values depend on the main lobe width of the generalized autocorrelation function of signals $\dot{f}_i(t, \omega)$. In diagram form, the desired MRF estimate of spatially distributed non-stationary object is shown in Fig. 5 for the case of finite frequency band and duration of the sounding signal.

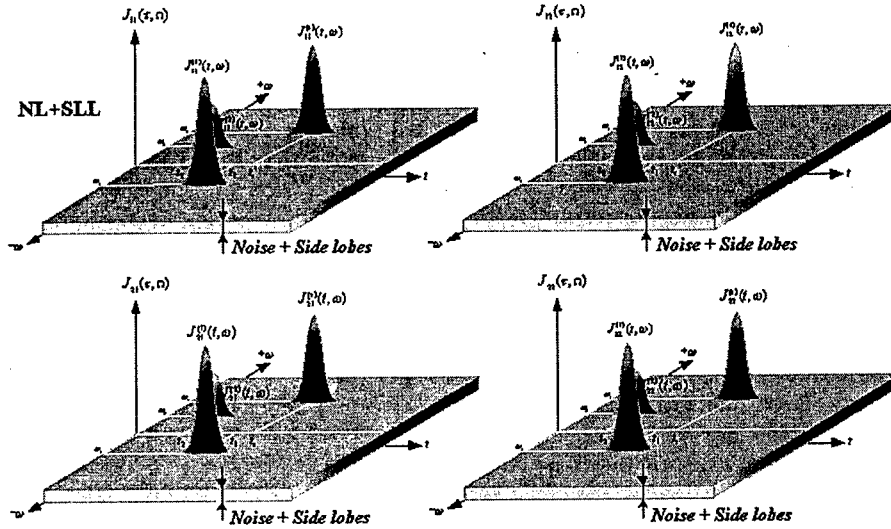


Рис. 5. Пример оценки матричной функции отклика РЛС при зондировании ПРНО векторным сигналом с конечной базой

Fig. 5. Estimation example of the matrix response function in a radar under sensing of a SDNO by vector signal with finite BT product

4. Взаимная матрица неопределенности зондирующего и отраженного векторных сигналов

Выше была определена процедура оптимальной фильтрации отраженного векторного сигнала на фоне белой неполяризованной помехи (см. (21)). Без учета шумового члена J_N выражение (21) имеет вид

$$J(t, \omega) = \mathbf{u}_\Sigma(t, \omega) \circ \mathbf{u}_0(\tau, \Omega) = \mathbf{G}_\Sigma(\tau, \Omega) \mathbf{X}_0(t, \omega) \quad (31)$$

и определяет свертку матричной функции неопределенности зондирующего сигнала с матричной функцией отклика рассеивающего объекта. Формально выражение (31) можно переписать в следующей форме

4. Mutual ambiguity matrix of sounding and reflected vector signals

The optimum filtering procedure of the reflected signal against white non-polarized interference (see (21)) has been defined above. Without taking J_N into account, (21) takes the form

and defines convolution of MRFs of the sounding signal and scattering object. Formally, (31) can be rewritten as follows

$$J^{x4}(\tau, \Omega) = \underbrace{\begin{pmatrix} \mathbf{G}_\Sigma(\tau, \Omega) & 0 \\ 0 & \mathbf{G}_\Sigma(\tau, \Omega) \end{pmatrix}}_{\Gamma^{x4}(\tau, \Omega)} \mathbf{x}_0^{x4}(t, \omega) = \Gamma^{x4}(\tau, \Omega) \mathbf{x}_0^{x4}(t, \omega) =$$

$$= \begin{pmatrix} \dot{g}_{11}(\tau, \Omega) & \dot{g}_{12}(\tau, \Omega) & 0 & 0 \\ \dot{g}_{21}(\tau, \Omega) & \dot{g}_{22}(\tau, \Omega) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \dot{g}_{11}(\tau, \Omega) & \dot{g}_{12}(\tau, \Omega) \\ 0 & 0 & \dot{g}_{21}(\tau, \Omega) & \dot{g}_{22}(\tau, \Omega) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \dot{x}_{11}(t, \omega) \\ \dot{x}_{21}(t, \omega) \\ \dot{x}_{12}(t, \omega) \\ \dot{x}_{22}(t, \omega) \end{pmatrix} = \underbrace{\begin{pmatrix} \dot{g}_{11}(\tau, \Omega) \dot{x}_{11}(t, \omega) + \dot{g}_{12}(\tau, \Omega) \dot{x}_{21}(t, \omega) \\ \dot{g}_{21}(\tau, \Omega) \dot{x}_{11}(t, \omega) + \dot{g}_{22}(\tau, \Omega) \dot{x}_{21}(t, \omega) \\ \dot{g}_{11}(\tau, \Omega) \dot{x}_{12}(t, \omega) + \dot{g}_{12}(\tau, \Omega) \dot{x}_{22}(t, \omega) \\ \dot{g}_{21}(\tau, \Omega) \dot{x}_{12}(t, \omega) + \dot{g}_{22}(\tau, \Omega) \dot{x}_{22}(t, \omega) \end{pmatrix}}_{\Gamma^4(\tau, \Omega)}.$$

(32)

Аналогично общепринятым понятиям теории скалярных сигналов, формируемая оценка матричной функции отклика объекта в (31) является взаимной матричной функцией неопределенности излученного и отраженного векторных сигналов. В рамках теории линейной фильтрации выражение (32) описывает преобразование 4-мерного векторного сигнала $\mathbf{x}_0^{x4}(t, \omega)$ в линейном 4-мерном фильтре, импульсная характеристика которого описывается блочной матрицей $\Gamma^{x4}(\tau, \Omega)$. Схематично такая обработка 4-мерных векторных сигналов изображена на рис. 6. При этом задача оценки матричной функции отклика $\mathbf{G}_\Sigma(\tau, \Omega)$ эквивалентна обратной задаче оценки импульсной функции линейного фильтра по результатам наблюдения выходного сигнала при известном входном сигнале фильтра.

Формально трактовка процесса формирования оценки МФО рассеивающего объекта сводится к следующему

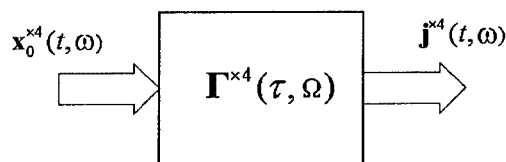


Рис. 6. Процедура оценки матричной функции отклика объекта, как линейной фильтрации 4-мерного векторного сигнала

Fig. 6. Estimation procedure of the matrix response function of an object as linear filtering of 4D vector signal

Матричная функция неопределенности зондирующего сигнала является аппаратной функцией гипотетического прибора, его «окном», через которое мы просматриваем истинную функцию отклика (МФО) объекта. Такой метод оценки импульсной характеристики линейного устройства широко используется в линейной радиотехнике. При этом входной сигнал имеет широкий спектр, а выходной сигнал устройства обрабатывается в согласованном с входным сигналом фильтре. В случае, когда ширина спектра входного сигнала равна или больше полосы пропускания анализируемого линейного устройства, выходной сигнал согласованного фильтра по форме близок к импульсной характеристике исследуемого устройства.

Аналогичная трактовка применима и для процедуры оценки МФО рассеивающего объекта. При этом для достижения необходимого качества оценки, кроме требования определен-

By analogy with standard notions of the scalar signals theory, the final estimate of the object's MRF (31) is mutual matrix ambiguity function of the radiated and reflected vector signals. In the context of the linear filtering theory the expression (32) describe transformation of 4-dimensional vector signal $\mathbf{x}_0^{x4}(t, \omega)$ in linear 4-dimensional filter, which impulse response is described by block matrix $\Gamma^{x4}(\tau, \Omega)$. In diagram form, such processing of 4-dimensional vector signals is shown in Fig. 6. Thus, the MRF estimation problem is equivalent to inverse problem of estimation of a linear filter's impulse response by observation results of the output signal with known input signal of the filter.

Formally, the treatment of the MRF estimation of scattering object is reduced to the following.

The matrix ambiguity function of sounding signal is a hypothetical device function, i.e. its "window" through which we look the true response function of an object. Such estimation method of the impulse response of a linear device is widely used in linear radio engineering. In this case the input signal has wide spectrum, and the output signal is processed in the matched filter. If the input signal spectrum width equals or more than passband of the linear device, the output signal of the matched filter is close to the device's impulse response.

The similar treatment is possible for estimation procedure of the scattering object's MRF. In this case, in order to achieve the desired quality of the esti-

ной ширины спектра зондирующего векторного сигнала, необходим низкий уровень обобщенной взаимной корреляции его ортогональных по поляризации компонент. Другими словами, матричная функция неопределенности зондирующего векторного сигнала должна быть как можно более близка к виду матричной дельта-функции

$$X_0(\tau, \Omega) = \int u_0(t) \otimes u_0(t - \tau) \cdot e^{j\Omega t} dt \Rightarrow \delta(0; 0) \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}}_{\text{Matrix } \delta\text{-function}}. \quad (33)$$

Заключение

В результате анализа задачи корректной оценки координатных и поляризационных свойств радиолокационных объектов можно сделать следующие выводы:

- достоверная оценка МФО пространственно-распределенного, нестационарного объекта возможна только при использовании зондирующего векторного сигнала, матричная функция неопределенности которого близка к виду матрицы тождественных преобразований (матричная 2x2 дельта-функция). При этом МФО объекта однозначно отображается во взаимной матричной функции неопределенности излученного и отраженного векторных сигналов РЛС, а точность формируемой оценки МФО определяется степенью отличия МФН излученного сигнала от матрицы тождественных преобразований;
- в задаче оптимальной оценки матричной функции отклика пространственно-распределенного нестационарного объекта в присутствии «белой» неполяризованной помехи необходимой и достаточной процедурой первичной обработки отраженного векторного сигнала является его взаимная матричная свертка с векторной функцией, согласованной с зондирующим векторным сигналом РЛС.

mation, except for needed spectrum width of the sounding signal, it is required to obtain weak mutual cross-correlation of its orthogonal components. In other words, the matrix ambiguity function of the sounding vector signal should tends as much as possible to matrix delta function

Conclusion

The problem analysis of correct estimation of coordinates and polarization properties of a radar object allows to conclude the following

- reliable estimate of the matrix response function of spatially distributed, non-stationary object is possible only with the use of sounding vector signal, which matrix ambiguity function (MAF) is close to the matrix of identical transformations (matrix delta function). In this case, the object's MRF is unambiguously represented in the mutual MAF of the radiated and reflected radar signals, whereas the estimation accuracy of the MRF is determined by distinct of the radiated signals MAF from the matrix delta function;
- in the optimum estimation problem of the MRF of spatially distributed non-stationary object against white non-polarized interference, the necessary and sufficient procedure of the primary vector signal processing is its mutual matrix convolution with the vector function matched with the sounding radar signal.

Экспериментальные исследования поляризационных характеристик облаков и осадков

Ф.И. Яновский^{1,2}, И.М. Браун¹

¹ Национальный авиационный университет, Киев, Украина

² Международный исследовательский центр телекоммуникаций и радиолокации Дельфтского университета технологии
Mekelweg 4, 2600 GA Delft, The Netherlands
E-mail: yanovsky@i.com.ua

Работа посвящена анализу экспериментальных данных зондирования облаков и осадков микроволновыми радиолокаторами и их сопоставлению с теоретическими моделями. В результате формируется совокупность признаков в виде поляризметрических переменных, которые необходимы в качестве априорных данных для выполнения синтеза алгоритмов обработки радиолокационных сигналов с целью решения различных прикладных задач, в частности, распознавания града

Введение

В последнее время существенно возросли требования к достоверности и качеству обеспечения метеорологической информацией как экипажа воздушного судна, так и служб управления воздушным движением (УВД). Это связано с принятием ИКАО новой системы УВД *Air Traffic Management* (ATM) взамен старой системы *Air Traffic Control* (ATC). С системой ATM тесно связана концепция *Free Flight*, согласно которой пилот получает больше свободы в выборе траекторий полета. Для реализации этой концепции экипаж нуждается в более детальной и достоверной информации о возможных опасностях на предполагаемой трассе, а также в рекомендациях по избежанию этих опасностей. Поэтому для принятия обоснованных решений при выборе траекторий полета и совершении маневров наряду с развитием бортовых систем предупреждения столкновений и опасного приближения к земле необходимо расширение функциональных возможностей метеонавигационной РЛ системы (МНРЛС) как датчика метеорологической информации и повышение достоверности

Experimental Researches of Polarization Characteristics of Clouds and Precipitation

F.I. Yanovsky^{1,2}, I.M. Braun¹

¹ National Aviation University, Kiev, Ukraine

² International Research Centre for Telecommunications and Radar, Delft University of Technology
Mekelweg 4, 2600 GA Delft, The Netherlands. E-mail: yanovsky@i.com.ua

The paper is devoted to analysis of experimental sensing data of clouds and precipitation by microwave radars and their comparison with theoretical models. As a result, a features set of polarimetric variables, which are necessary as a priori data for synthesis of processing algorithms of radar signals, is formed with the purpose to solve various applied problems, in particular, hail recognition

Introduction

During the last years, requirements to reliability and quality of the meteorological data for aircraft crew and air traffic control services (ATCS) have essentially increased. It was caused by adoption of new ICAO system *Air Traffic Management* (ATM) instead of old system *Air Traffic Control* (ATC). The ATM system is closely connect with the *Free Flight* concept, giving to pilot more freedom in the flight path selecting. In order to implement this concept, aircraft crew requires more detailed and reliable information about possible dangers along the prospective route and recommendations on avoidance of the dangers. Therefore, for well-grounded decision making in the flight route selection and manoeuvres it is necessary (along with development of anticollision and dangerous heights detection airborne systems) to expand functionalities of weather and navigation radar (WNR) as a sensor of weather data and to increase

оперативных данных об опасных метеорологических явлениях (ОМЯ). Поэтому развитие режима обнаружения зон града по радиолокационным данным является задачей первостепенной важности.

Установление количественных связей между информативными параметрами (ИП) эхосигналов и состоянием рассеивающего объекта — одна из сложных проблем дистанционного зондирования. Для того чтобы определить эти связи в прямом эксперименте, зондируемый объект должен быть доступен для управления. Однако в большинстве случаев решение такой задачи сопряжено с непреодолимыми трудностями. Как правило, такая ситуация возникает при зондировании облаков и осадков с помощью бортового или наземного радиолокатора. Некоторые важные практические результаты могут быть получены, если сочетать анализ экспериментальных данных с математическим и имитационным моделированием [1], [2]. В данной работе основной акцент сделан на анализ экспериментальных данных, которые сопоставляются с разработанными ранее моделями.

Характеристика данных

В работе обработаны и проанализированы данные, полученные в ряде независимых измерений, выполненных в различных условиях. Основными источниками исходных экспериментальных данных являлись:

- исследования облаков и осадков, выполненные в 1996-2001 гг. в Нидерландах в Международном исследовательском центре Дельфтского университета технологии (IRCTR TU Delft) с помощью поляриметрических радиолокаторов DARR и TARA, работающих в S-диапазоне ($\lambda = 9,05$ см), в рамках договора о сотрудничестве между Национальным авиационным университетом (НАУ) и TU Delft;
- поляризационные измерения в кучево-дождевых облаках, проводившиеся в 1989-1991 гг. в Молдавии с помощью РЛ поляриметра X-диапазона ($\lambda = 3,2$ см), переданные Молдавской службой по активному воздействию на гидрометеорологические процессы;
- результаты измерений поляризационных радиолокационных отражений, опубликованные в литературе; в частности, полученные в России в Центральной аэрологической обсерватории (ЦАО) в различные время, в том числе с помощью бортового

the reliability of current data on dangerous weather phenomena (DWP). That is why the hail area detection by radar data is a problem of vital importance.

Determination of quantitative relations between informative parameters (IP) of echo signals and state of scattering object is one of the complex problems in radar remote sensing. To reveal these relations directly in experiment, the sounded object should be controllable. However, in the most cases the problem solution is hardly to perform. As a rule, such situation appears in remote sensing of clouds and precipitations with the use of airborne or ground-based radar. Some important practical results can be obtained while combining analysis of experimental data with mathematical and PC simulation [1], [2]. In the given paper, we place the emphasis on analysis of experimental data, which are compared with models designed earlier.

Data description

The data obtained in a series of independent measurements in various conditions were processed and analysed. The basic sources of initial experimental datas were

- research of clouds and precipitations (1996-2001) in the International Research Centre (IRCTR TU Delft, the Netherlands) with the use of polarimetric S-band ($\lambda = 9,05$ cm) radars DARR and TARA, within the framework of cooperation contract between Natioanl Aviation University (NAU) and TU Delft;
- polarization measurements in cumulonimbus carried out in 1989-1991 in Moldavia with the use of X-band ($\lambda = 3,2$ cm) radar polarimeter, which were transferred by Moldavian service on active influence on hydrometeorological processes;
- measurement results of polarization radar echo-signals published in literature; for example, data obtained in Central Aerologic Observatory (CAO), Russia, during various periods, including data obtained by

поляризационного радиолокатора, разработанного совместно специалистами ЦАО, НАУ и Киевского НИИ «Буря», а также данные РЛ измерений во Флориде и Колорадо (США), выполненных в 1998 и 2000 гг. с помощью когерентно-импульсного поляризационного радиолокатора *S-Pol*.

Поляризационные измеряемые переменные

Пусть s_{ij} — элементы ковариационной матрицы обратного рассеяния, где индексы обозначают поляризацию принимаемой и падающей волны и могут принимать значения $r=h;v, i=h;v$. Благодаря взаимности, $s_{hv}=s_{vh}$, поэтому теоретически ковариационная матрица сводится к размерности 3×3 . Учитывая практическое значение линейной ортогональной поляризации, ограничимся лишь линейным поляризационным базисом, практически не теряя общности. Основные поляризационные измеряемые переменные можно выразить через s_{ij} следующим образом.

Радиолокационная отражаемость (РО) при горизонтальной (H) и вертикальной (V) поляризациях

$$Z_H = \frac{4\lambda^4}{\pi^4 |K|^2} \langle |s_{hh}|^2 \rangle, \quad Z_V = \frac{4\lambda^4}{\pi^4 |K|^2} \langle |s_{vv}|^2 \rangle,$$

где λ — длина волны, K — комплексный коэффициент преломления вещества рассеивателя ($|K|^2 = 0,93$ для воды и $0,19$ для льда).

Дифференциальная отражаемость (ДО)

$$Z_{DR} = 10 \log \frac{|s_{hh}|^2}{|s_{vv}|^2},$$

линейное деполаризационное отношение (ЛДО) the linear depolarization ratio (LDR)

$$LDR_{hv} = 10 \log \frac{|s_{hv}|^2}{|s_{vv}|^2} = LDR_{vh} = 10 \log \frac{|s_{vh}|^2}{|s_{vv}|^2} = L_{DR}.$$

Корреляционный коэффициент при нулевом сдвиге

$$\rho_{hv}(0) = \frac{\langle s_{vv} s_{hh}^* \rangle}{\sqrt{\langle |s_{hh}|^2 \rangle \langle |s_{vv}|^2 \rangle}}.$$

Дифференциальная фаза (ДФ)

$$\phi_{DP} = \phi_H - \phi_V,$$

airborne polarimetric radar jointly designed by experts of CAO, NAU and Kiev Research Institute "Buran", and also data of radar measurements in Florida and Colorado (USA), carried out in 1998 and 2000 with the use of coherent-pulse polarimetric radar *S-Pol*.

Polarimetric measurables

Let s_{ij} are elements of the covariance backscattering matrix. The superscripts denote received and incident waves polarization and take on the values $r=h;v, i=h;v$. Due to the reciprocity theorem, the covariance matrix is a 3×3 matrix. Taking into account practical value of linear orthogonal polarization, let further consider only linear polarization basis without loss of generality. The basic polarimetric measurables can be expressed through s_{ij} as follows.

The radar reflectivity (RR) at horizontal (H) and vertical (V) polarizations

where λ is wavelength, K is complex refraction index of scatterer substance ($|K|^2 = 0,93$ for water and $0,19$ for ice).

The differential reflectivity (DR)

The correlation coefficient at zero shift

The differential phase (DP)

где ϕ_H — фаза отраженного сигнала при горизонтальной, а ϕ_V — при вертикальной поляризациях. Поскольку разность фаз зависит от дальности, на которой находятся рассеиватели, то обычно используют удельную дифференциальную фазу (УДФ)

$$K_{DP} = \frac{\phi_{DP}(R_1) - \phi_{DP}(R_2)}{2(R_2 - R_1)},$$

где R_1 и R_2 — дальность до двух разрешаемых объемов ($R_2 > R_1$).

Экспериментальная проверка адекватности моделей

Для проверки адекватности моделей [1], [2], по которым рассчитывались ДО Z_{DR} и ЛДО L_{DR} , использовались результаты зондирования дождя слабой и умеренной интенсивности с помощью радиолокационной системы TARA [3].

При изменении угла наклона антенны и дальности эхо-сигналы приходят от различных зондируемых объемов, которые могут иметь различные поляризационные свойства. В этом случае нет полной уверенности, что изменения вызваны изменениями угла наклона антенны, а не тем, что рассеиватели имеют разные поляризационные свойства. Поэтому для обработки были выбраны объекты, имеющие наиболее однородную структуру в больших объемах пространства — обложные осадки. Это позволяет получить зависимость измеряемых поляризационных параметров от угла наклона антенны.

where ϕ_H and ϕ_V are phases of the reflected signal at horizontal and vertical polarizations. Since the phase difference depends on scatterers range, usually the specific differential phase (SDP) is used

where R_1 and R_2 are distances to two resolution cells ($R_2 > R_1$).

The experimental check of models adequacy

To check the adequacy of models [1], [2], which were used for DR and LDR calculations, the sounding results of light and moderate rain obtained by radar system TARA [3] were utilized.

Under changing the antenna elevation and objects range, the echo-signals are received from various sounded volumes, which may have different polarization properties. In such case, it is impossible to ensure that the changes were caused by changing the antenna elevation rather than different polarization properties of the scatterers. Because of this, we have chosen such objects, which have the most homogeneous structure in large spatial volumes, as widespread precipitations. It allows to deduce dependence of the measured polarization parameters on the elevation.

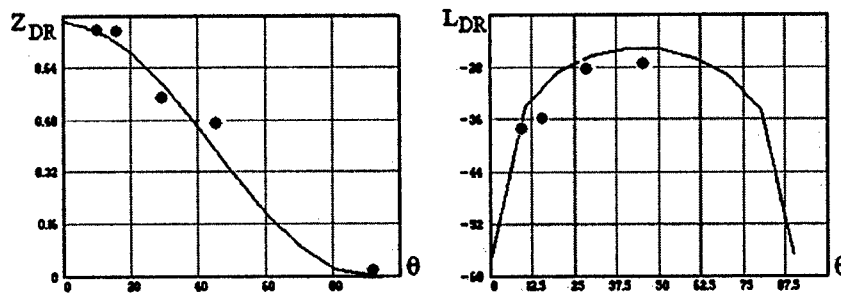


Рис. 1. Рассчитанные и измеренные значения ДО и ЛДО
Fig. 1. Calculated and measured values of DR and LDR

Алгоритм обработки данных (доплеровские спектры) включает оценку отражаемости Z и поляризационных характеристик Z_{DR} и L_{DR} при заданном значении угла места θ ; оценку интенсивности дождя и медианного

The data (Doppler spectra) processing algorithm includes estimation of the reflectivity Z and polarization parameters Z_{DR} and L_{DR} for the given elevation θ ; estimation of rain intensity and mean

диаметра D_0 каплей; расчет поляризационных параметров $Z_{DR}(\theta)$ и $L_{DR}(\theta)$ согласно разработанным моделям при значениях θ и D_0 , оцененным по данным эксперимента; сопоставление измеренных и рассчитанных величин Z_{DR} и L_{DR} . Результаты расчетов представлены на рис. 1 сплошными кривыми, точками обозначены результаты оценок непосредственно по данным радиолокационного зондирования при $\theta = 10, 15, 30, 45$ и 90° .

Соответствие теории данным эксперимента ясно видно из этих графиков.

Измерения одноканальным радиолокационным поляриметром

В работах [4], [5], [6] представлены горизонтальные и вертикальные профили зондирования жидких осадков, проводившегося с применением одноканального подвижного стробирования. Во время электрических разрядов наблюдались скачки ДО, вызванные изменением ориентации несферических поляризованных рассеивателей под действием сильного электрического поля. Аппроксимация совместного распределения РО и ЛДО гауссовым распределением показана на рис. 2.

diameter of drops; calculation of polarization parameters $Z_{DR}(\theta)$ and $L_{DR}(\theta)$ according to developed models with θ and D_0 values found in the experiment; comparison of measured and calculated values of Z_{DR} and L_{DR} . The calculation results (firm lines) is shown in Fig. 1, whereas points denote the experimental data estimates obtained at $\theta = 10, 15, 30, 45$ and 90° .

The theory conformity with experiment data is evident from the diagrams.

Measurements by single-channel radar polarimeter

In works [4]–[6], the horizontal and vertical sounding profiles of fluid precipitations are presented, which were carried out with the use of single-channel sliding gating. During electric discharges, there were observed sudden DR changes caused by the orientation change of non-spherical polarized scatterers influenced by strong electric field. Approximation of joint RR and LRD distribution by Gaussian law is shown in Fig. 2.

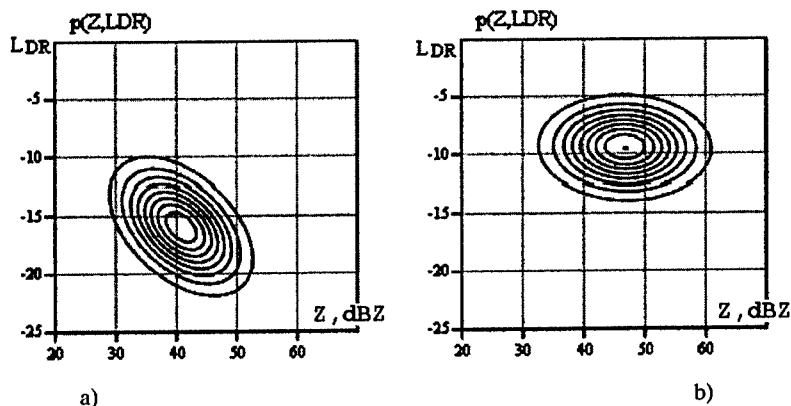


Рис. 2. Двумерные распределения в виде контурной диаграммы, (а) — дождь без града, (б) — град

Fig. 2. Bivariate distribution as a contoured map, (a) rain without hail, (b) hail

Измерения двухканальным поляриметрическим радиолокатором

Исходные данные измерений, выполненных с помощью двухканального поляриметра [7] представляют собой распечатки матриц, содержащих 32 элемента по горизонтали и 31 элемент по вертикали. В предположении, что поляризационные информационные параметры

Measurements by two-channel polarimetric radar

The raw measurements data obtained with the use of two-channel polarimeter [7] are listings of 32x31 data matrices. Supposing that polarization informative parameters are characterized by smooth probability distribution function (PDF),

характеризуются гладкой плотностью распределения вероятностей (ПРВ), при анализе данных [8] применен метод ядерных (kernel) оценок ПРВ с использованием потенциальных функций.

the data analysis [8] was performed with using the method of nuclear PDF estimates in view of potential functions.

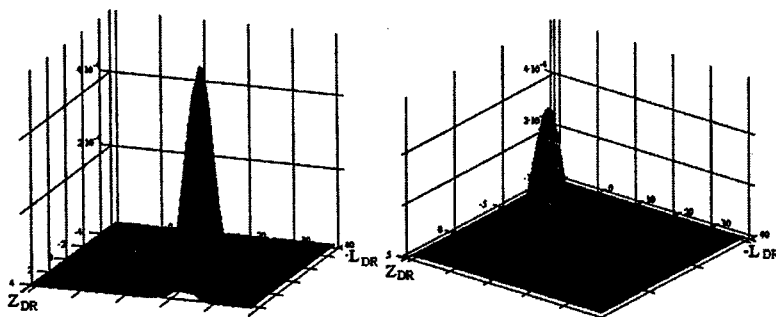


Рис. 3. Ядерные оценки плотности вероятности совместного распределения ДО и ЛДО для дождевых градовых облаков

Fig. 3. Kernel estimates of probability density of DR and LDR simultaneous distribution for rain-hail clouds

Применение проекционных оценок с гауссовыми ядрами обеспечивает получение плавных оценок ПРВ поляризационных характеристик даже по малым выборкам.

The application of projection estimates with Gaussian nucleus provides the smooth PDF estimates of polarization parameters even for short samples.

Измерения когерентно-импульсным радиолокатором

Measurements by coherent pulse radar

В отличие от РО, ДО и ЛДО, поляризационный параметр ДФ ϕ_{DP} связан с особенностями распространения радиоволн в среде. При рассеянии на гидрометеорах может возникать дополнительный дифференциальный фазовый сдвиг (ϕ_α), связанный не с распространением, а с рассеянием. Обычно он обусловлен рассеивателями большого диаметра. Величина ϕ_α вносит вклад в полную измеряемую ДФ. Поэтому измеренные величины будут больше нуля, даже если все рассеиватели имеют сферическую форму, но среди них присутствуют крупные частицы, рассеивающие в области Ми. В работе [9] указывается, что ϕ_α не только влияет на ϕ_{DP} , но и снижает величину коэффициента взаимной корреляции (КК) $\rho_{hv}(0)$. Данные измерений УДФ K_{DP} , КК и других поляриметрических характеристик, полученные с помощью радиолокатора *S-pol* в виде калиброванных радиолокационных изображений [10], были использованы для анализа и сопоставления с полученными ранее результатами.

Unlike RR, DR and LDR, the differential phase ϕ_{DP} is connected with peculiarities of wave propagation in medium. The hydrometeors scattering can lead to additional differential phase shift (ϕ_α) stipulated by scattering, not propagation. Usually it is caused by scatterers of larger diameter. The value of ϕ_α contributes to the measured DP. Therefore, the measured values will differ from zero even if all scatterers have the spherical shape, but there are large scattering particles (Mi domain) among them. It is pointed out in [9] that ϕ_α influences ϕ_{DP} and also reduces the cross-correlation coefficient $\rho_{hv}(0)$. The measurements data of SDP K_{DP} , CC and other polarimetric parameters obtained by *S-pol* radar in the form of radar images [10] have been used for analysis and comparison with earlier obtained data.

Обсуждение результатов и выводы

При поляриметрическом радиолокационном зондировании метеорологических объектов характеристики обратного рассеяния отличаются для горизонтально и вертикально поляризованных зондирующих импульсов. Параметр ДО не выходит за пределы диапазона $-2 \div 5$ дБ. При зондировании, близком к горизонтальному, наличие величин ДО, значительно превышающих 0 дБ, свидетельствует о преимущественном присутствии сплюснутых гидрометеоров. Преимущественное наличие сферических гидрометеоров обуславливает близкие к нулю величины ДО, а отрицательные измеренные величины ДО свидетельствуют об отражении от вытянутых гидрометеоров.

Следует заметить, что ДО, измеренная в объекте, состоящем из смеси различного типа гидрометеоров, оказывается смещенной в сторону отображения формы тех гидрометеоров, которые характеризуются большей отражаемостью. Поэтому в смеси дождя и града измеренная ДО оказывается ближе к значению, которое было бы в случае града. Эта особенность затрудняет разделение града и смеси при использовании лишь пары параметров РО и ДО.

Существенные отличия при радиолокации града и дождя обеспечивает параметр ЛДО. Результаты эксперимента показывают даже большие отличия в значениях ЛДО между объектами с градом и без града, чем результаты расчетов. Это свидетельствует, что параметры моделей для града были выбраны с чрезмерной осторожностью. Объекты с градом характеризуются большими значениями ЛДО, чем дождь, из-за неправильности формы и хаотической ориентации. Это обеспечивает преимущества ЛДО как ИП. Однако проблемой является измерение малых значений ЛДО от слабого дождя.

Наличие крупного града сопровождается очень высокими значениями РО, близкими к нулю, или отрицательными значениями ДО, а также значениями КК, в среднем более низкими, чем для дождя. Крупный град может вызвать значительное ослабление сигнала. В таких случаях наблюдаемые величины УДФ и КК должны использоваться с осторожностью. В табл. 1, составленной на основе анализа данных с учетом результатов расчета и моделирования, собраны сведения о характерных значениях пяти основных поляризационных параметров, которые могут обеспечить эффективное использование поляриметрического радиолокатора для классификации по типам гидрометеоров.

Поляриметрические измеряемые переменные могут быть использованы совместно с РО для распознавания типа гидрометеоров.

Discussion of results and conclusion

Under polarimetric radar sensing of weather objects, the backscattering characteristics are different for horizontally and vertically polarized sounding pulses. The DR parameter lies inside the range $-2 \div 5$ dB. With near horizontal sounding, DR values, which considerably exceed 0 dB, points to preferred presence of oblate-shaped hydrometeors. The preferred presence of spherical hydrometeors causes DR close to 0 dB, and the negative values of DR are evidence of reflection from prolate hydrometeors.

It should be noted that DR measured for object consisting of mixture of various hydrometeors is shifted aside the shape representation of those hydrometeors, which are characterized by the larger reflectivity. Therefore, the DR value measured for mixture of rain and hail is closer to value which would be in case of hail only. This feature make difficulties for distinguishing hail and the mixture by only pair of RR and DR parameters.

LDR provides essential differences in radar sensing of hail and rain. Results of experiment show even larger differences in LDR between weather objects with and without hail than the calculations results. It testifies that the models parameters for hail have been chosen with excessive care. Weather objects with hail are characterized by larger LDR than rain because of irregular-shaped particles and their chaotic orientation. So that LDR has advantages as informative parameter. However, there is a problem with LDR measuring for light rain.

The presence of large hail is accompanied by very high RR values, DR values, which are close to zero or negative, and CC values, which are lower, on average, than for rain. The large hail can cause essential attenuation of signal. In such cases, the observable SDP and CC values should be used with a care. Table 1 includes the calculation and simulation results and presents typical data on five basic polarization parameters, which can provide an effective operation of polarimetric radar for hydrometeors classification.

The polarimetric measurables can be used together with RO for recognition of the hydrometeor types.

Table 1

Hydrometeors	Z, dB	Z_{DR} , dB	LDR, dB	$\rho_{hv}(0)$	K_{DR} %/km
Дождь (rain)	25 ... 60	0,5 ... 4,2	-35 ... -15	0,97 ... 1	0 ... 10
Град (hail)	48 ... 70	-2 ... 0,5	-20 ... -5	0,95 ... 1	-1,5 ... 1,5
Смесь (mix)	48 ... 70	-1,2 ... 1,2	-21 ... -8	0,87 ... 1	0 ... 10

Можно также предположить, что они могут быть полезны для распознавания метеорологических (например, биологических) рассеивателей. Измерения поляризационных параметров существенно расширяют возможности радиолокационных средств при обнаружении градовых очагов и зон обледенения самолетов.

We can also assume that they can be useful for recognition of not weather (for example, biological) scatterers. The measurements of polarization parameters essentially expand abilities of radar systems while detecting hail area and aircraft icing zones.

Литература

References

- [1] F.J. Yanovsky. Phenomenological Models of Doppler-Polarimetric Microwave Remote Sensing of Clouds and Precipitation // IEEE IGARSS, Vol. 3, 2002, pp. 1905-1907
- [2] F.J. Yanovsky, H.W.J. Russchenberg, L.P. Ligthart. Doppler-Polarimetric Models of Microwave Remote Sensing of Rain // 11-th Conference on Microwave Technique COMITE-01, Pardubice, Czech Republic, 2001, pp. 47-62
- [3] F.J. Yanovsky, С.Н.М. Unal, and H.W.J. Russchenberg, L.P. Ligthart. Doppler-Polarimetric Radar Observations of Turbulence in Rain // World Congress "Aviation in the XXI-st Century", 2003, Kiev, Ukraine, pp. 5.8-5.14
- [4] А.В. Кочин. Определение размера капель дождя методом дифференциальной отражаемости // Труды 7 Всесоюзного Совещания. Л.: Гидрометеоздат, 1989, стр. 208-210
- [5] А.В. Shupiaty, F.J. Yanovsky. Use of polarization and statistical characteristics of radar signals in detecting areas in clouds dangerous for aircraft flight // Int. conf. on aviation meteorological systems, Paris, France, 1991, pp. 347-352
- [6] Л.А. Диневич, А.Б. Шупяцкий, А.В. Кочин. Применение радиолокационного поляриметра для определения градоопасности облаков. ВДНХ СССР, павильон "Гидрометслужба СССР". - М.: Гидрометеоздат, 1981. - 8 с.
- [7] Диневич Л.А., Капитальчук И.П., Шупяцкий А.Б., Штивельман А.К. Определение микрофизических характеристик облаков и осадков радиолокатором с двойной поляризацией // В сб. Активные воздействия на атмосферные процессы в Молдавии. - Кишинев: Штиинца, 1989, стр. 5-18
- [8] F.J. Yanovsky, R.B. Sinitsyn, I. M. Braun. Recognition of hail areas with polarimetric radar by the Method of Potential Functions // IEEE IGARSS, Vol. 5, 2002, pp. 2835-2837
- [9] Balakrishnan, N., and D.S. Zrnice. Use of polarization to characterize precipitation and discriminate large hail // J. Atmos. Sci., 47, 1990, pp. 1525-1540
- [10] S-Band Dual Polarization Doppler Radar. <http://www.atd.ucar.edu/rsf/spol/spol.html>
- [4] A.V. Kochin. Determination of rain drops size by Z_{dr} method. Proc. of 7-th All-Union Meeting. Leningrad, Gidrometeoizdat Publ., 1989, pp. 208-210 (in Russian)
- [6] L.A. Dinevich, A.B. Shupjatsky, A.V. Kochin. Application of radar polarimeter for estimation of hail dangerous clouds. USSR EANA, Hall "Hydrometeorological service of USSR". Moscow, Gidrometeoizdat Publ., 1981, 8 p. (in Russian)
- [7] Dinevich L.A., Kapitalchuk I.P., Shupiaty A.B., Shtivelman A.K. Determination of microphysical characteristics of clouds and precipitations by double-polarization radar. In Collection «Active influences on atmospheric processes in Moldavia», Kishinev, Shtiintsa Publ., 1989, pp. 5-18

Лазерное поляризационное зондирование облаков верхнего яруса

И.В. Самохвалов ¹, Б.В. Кауль ²

¹ Томский государственный университет
Россия, 634050, Томск, пр. Ленина, 36
Тел.: (3822) 413-984, E-mail: sam@elefot.tsu.ru

² Институт оптики атмосферы СО РАН
Россия, 634055, Томск, пр. Академический, 1
Тел/Факс: (3822) 492-886, E-mail: kaul@iao.ru

Описан метод дистанционного определения параметров ориентации кристаллических ледяных частиц в облаках верхнего яруса с помощью высотного поляризационного лидара. Обсуждаются результаты многолетних исследований.

Для решения многих задач физики атмосферы и метеорологии (например, для расчета радиационного баланса атмосферы) необходима объективная информация об оптических характеристиках облаков верхнего яруса. Оптические модели капельных облаков разработаны достаточно хорошо. Есть модели кристаллических облаков с хаотически ориентированными несферическими частицами. Однако оптические свойства облаков, представленных преимущественно ориентированными кристаллами льда, мало изучены. Это связано с тем, что общая теория рассеяния электромагнитных волн на ансамблях кристаллов до настоящего времени не создана, и нет полной физической модели микроструктуры кристаллических облаков верхнего яруса.

Несферичность и ориентация частиц приводят к выраженной анизотропии рассеяния света, которая в отдельных случаях проявляется в виде известных аномальных оптических явлений (ложные Солнца, столбы и т.д.). Пространственную ориентацию микрочастиц в атмосфере контактными методами измерить невозможно. Приборы, установленные на летательных аппаратах, могут регистрировать количество частиц в единице объема, форму, массу, электрический заряд. Однако при заборе проб атмосферного воздуха информация об ориентации несферических частиц теряется бесследно. В настоящем докладе описы-

Laser Polarization Sounding of High-Level Clouds

I.V. Samokhvalov ¹, B.V. Kaul ²

¹ Tomsk State University
Lenin Ave. 36, Tomsk, 634050, Russia
Tel.: (3822) 413-984, E-mail: sam@elefot.tsu.ru

² Institute of Atmosphere Optics SB RAS
Academicheskij Ave. 1, Tomsk, 634055
T/F: (3822) 492-886, E-mail: kaul@iao.ru

A method of remote measurement of orientation parameters of crystal ice particles in high-level clouds with the use of altitude polarization lidar is described. Results of many years investigations are discussed.

The solution of many problems of atmosphere physics and meteorology (for example, calculation of the radiation balance of atmosphere) requires objective information on optical characteristics of high-level clouds. Optical models of drop clouds are well studied. There are models of crystal clouds with chaotically oriented non-spherical particles. However optical properties of the clouds with preferentially oriented ice crystals have been studied insufficiently. It was caused by the fact that the general scattering theory of EM waves on crystal aggregates was not developed till now, and there is no complete physical model of a microstructure of crystal high-level clouds.

Non-spherical shape and orientation of particles lead to pronounced anisotropy of light scattering, which is manifested as known abnormal optical phenomena (false Suns, poles, etc.). It is impossible to measure space orientation of microparticles in atmosphere by contact methods. The airborne devices can register quantity of particles in unit volume, their shape, mass, and electric charge. However, after air sampling the information on orientation of non-spherical particles is lost completely. In the presentation, a method of noncontact determination of

вается метод бесконтактного определения ориентации кристаллических частиц в облаках с помощью поляризационного лидара.

Поляризационные характеристики электромагнитного излучения в оптическом диапазоне длин волн удобно выражать через 4-мерный вектор Стокса (ВС), компоненты которого представляют собой линейные комбинации элементов матрицы когерентности, поддающихся измерению в эксперименте

$$\begin{bmatrix} \langle E_x E_x^* \rangle & \langle E_x E_y^* \rangle \\ \langle E_y E_x^* \rangle & \langle E_y E_y^* \rangle \end{bmatrix},$$

где E_x и E_y — ортогональные составляющие вектора напряженности электрического поля квазимонохроматической электромагнитной волны, распространяющейся в направлении оси z декартовой системы координат. Угловые скобки означают операцию усреднения во времени, а $(..)^*$ — комплексное сопряжение. Первый элемент ВС определяет полную интенсивность излучения в пучке

$$I = E_x E_x^* + E_y E_y^*.$$

Вектор Стокса излучения, рассеянного в направлении назад объемом ΔV , находящимся на расстоянии r от лидара, запишем в следующем виде

$$I(r)s(r) = M_s(r) I_0 s_0 \Delta V / r^2, \quad (1)$$

где I_0 , I — интенсивности (первые компоненты ВС) падающего и рассеянного излучения, а s_0 и s — безразмерные векторы Стокса, нормированные на интенсивность

$$s(r) = (I, q(r), u(r), v(r))^T, \quad s_0 = (1, q_0, u_0, v_0)^T, \quad (2)$$

здесь знак $(..)^T$ обозначает операцию транспонирования матрицы.

На детектор приемника в момент времени t поступает излучение из объема

$$\Delta V = c \Delta t r^2 w_0 / 2, \quad (3)$$

где c — скорость света; Δt — длительность лазерного импульса; w_0 — телесный угол, в котором распространяется лазерное излучение. Произведение $r^2 w_0$ — облучаемая лазерным пучком площадь на расстоянии r от лидара. Интенсивность лазерного излучения, падающего на объем ΔV , равна

$$I_0(r) = \frac{P_0 T(r)}{r^2 w_0}, \quad (4)$$

crystal particles orientation in clouds with the use of polarization lidar is considered.

Polarization characteristics of EM radiation in optical band are convenient to express by 4-dimensional Stokes vector (SV), which components are linear combinations of elements of the coherence matrix and can be measured in experiment

here E_x and E_y are orthogonal components of electric field intensity vector of quasi-monochromatic wave propagating along z -axis of cartesian coordinates; $\langle .. \rangle$ denotes time averaging, and $(..)^*$ denotes complex conjugate. The first Stokes vector term defines a total intensity of beam radiation

The Stokes vector of backscattered radiation by volume ΔV at a distance r from lidar is written as follows

where I_0 , I are intensities (first SV's terms) of the incident and scattering radiation, s_0 and s are dimensionless Stokes vectors normalized by intensity

where $(..)^T$ denotes matrix transposition.

Let radiation is applied at the receiver's detector from volume

where c is light speed; Δt is laser pulse duration; w_0 is spatial angle in which the laser radiation propagates. Product $r^2 w_0$ is a square irradiated by laser beam at distance r from lidar. Intensity of the laser radiation illuminated volume ΔV reads as

где P_0 — мощность излучения лазера; $T(r)$ — пропускание трассы от лидара до объема.

Мощность падающего на приемную антенну рассеянного излучения равна

$$P(r) = I(r) A T(r), \quad (5)$$

где A — площадь антенны.

Реакция фотодетектора пропорциональна световой энергии, поступившей на него за некоторое время Δt , определяемое инерционностью прибора, либо задающееся экспериментальным образом. Назовем лидарным откликом величину

$$F(r) = \mu \kappa P(r) \Delta t r^2, \quad (6)$$

где μ — коэффициент пропорциональности между световой энергией и реакцией детектора; κ — коэффициент оптических потерь на элементах приемного тракта.

Объединяя (1)-(6), получим

$$F(r) s(r) = C T^2(r) \Delta h M_{\pi}(r) s_0, \quad (7)$$

где $\Delta h = c \Delta t / 2$ — пространственная длительность, соответствующая времени интегрирования Δt ; C — аппаратная константа лидара ($C = \mu \kappa A E_0$; $E_0 = P_0 \Delta t$ — энергия одиночного импульса излучения лазера).

Уравнение (7) является векторным аналогом скалярного лидарного уравнения. Оно позволяет определить матрицу обратного рассеяния света (МОРС), которая несет полную информацию об исследуемой среде.

Измерение МОРС естественных облаков верхнего яруса проводится на уникальном высотном поляризационном лидаре «Стратосфера-1М». Отличительной особенностью этого лидара является наличие в нем узла трансформации состояния поляризации излучения передатчика (две фазовые пластинки $\lambda/4$, установленные на оси пучка) и наличие в приемном канале поляриметра, состоящего из фазовой пластинки $\lambda/4$ и призмы Волластона.

Поскольку при рассеянии строго назад плоскость референции не определена (волновые векторы прямого и рассеянного излучения лежат на одной прямой), измерение МОРС ведется в системе координат, связанной с лидаром.

Оси z_0 и z имеют естественные направления волновых векторов посылаемого и принимаемого излучения. Вторым естественным репером является плоскость, в которой происходят колебания электрического вектора линейно поляризованного лазерного излучения.

where P_0 is radiated power; $T(r)$ describes propagation along the path.

Power of incident radiation at receiving antenna is equal to

where A is antenna aperture.

The response of photodetector is proportional to light energy for a time interval Δt determined by device response time or set in the experiment. Let us introduce a lidar response as

where μ is proportional factor between light energy and detector response; κ is coefficient of optical losses caused by elements of the receiving channel.

Joining (1) to (6) gives

where $\Delta h = c \Delta t / 2$ is spatial range corresponding to integration time Δt ; C is the lidar constant ($C = \mu \kappa A E_0$; $E_0 = P_0 \Delta t$ is energy of single radiated pulse).

The equation (7) is a vector analog of the scalar lidar equation. It allows to find the light backscattering matrix (LBSM), which contains all information about medium investigated.

The LBSM measurements of high-level natural clouds is carried out with using an unique altitude polarization lidar "Stratosphere-1M". The distinctive feature of the lidar are transformation unit (two $\lambda/4$ phase plates along the beam axis) intended for changing the polarization state of the radiation and polarimeter ($\lambda/4$ phase plate and Wollaston prism) in the receiving channel.

Since the strict backscattering does not allow to define the reference plane (wave vectors of the direct and scattered radiation lay on one line), the LBSM measuring is performed in lidar coordinates.

The axes z_0 and z have natural directions of wave vectors of outgoing and received radiation. The second natural reference is the plane, in which there are electric vector oscillations of linearly polarized laser radiation. In this

В этой плоскости, содержащей z_0 , определяется ось $x_0 \perp z_0$. В перпендикулярной к ней плоскости, также содержащей z_0 , определяется ось y_0 . Положительные направления осей выбираются так, чтобы единичные векторы образовали правовинтовую тройку $\mathbf{e}_{x_0} \times \mathbf{e}_{y_0} = \mathbf{e}_{z_0}$. В системе x_0, y_0, z_0 измеряются ВС посылаемого лазерного пучка. Ось x системы координат x, y, z , для ВС рассеянного излучения, выбирается параллельной направлению оси x_0 (\mathbf{e}_x коллинеарен \mathbf{e}_{x_0}).

Призма Волластона устанавливается так, чтобы нормаль к плоскости, в которой происходит разведение ортогонально поляризованных выходящих из нее пучков, совпадала с направлением \mathbf{e}_x . Ось y определяется в этой плоскости также условием $\mathbf{e}_x \times \mathbf{e}_y = \mathbf{e}_z$. При таком выборе системы координат один из выходящих из призмы пучков равен x -составляющей, а другой, соответственно, y -составляющей интенсивности падающего на призму пучка.

Прохождение пучка излучения через призму Волластона и четвертьволновую пластинку в приемном канале можно описать как последовательное действие операторов фазовой пластинки $N(\theta)$ и линейного поляризатора $L(\theta)$ на ВС пучка $\mathbf{s}(r)$. Угол поворота θ плоскости пропускания поляризатора и быстрой оси фазовой пластинки отсчитывается от оси x базиса против часовой стрелки. Прохождение пучка излучения через приемный канал ли-дара можно охарактеризовать тремя парами приборных векторов \mathbf{G} для соответствующих комбинаций положений призмы и фазовой пластинки

$$\begin{aligned} \mathbf{G}_x^{(q)}[L(0)N(0)] &= \frac{1}{2} \begin{pmatrix} 1 & 1 & 0 & 0 \end{pmatrix}; & \mathbf{G}_y^{(q)}[L(\pi/2)N(0)] &= \frac{1}{2} \begin{pmatrix} 1 & -1 & 0 & 0 \end{pmatrix}; \\ \mathbf{G}_x^{(u)}[L(\pi/4)N(\pi/4)] &= \frac{1}{2} \begin{pmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 \end{pmatrix}; & \mathbf{G}_y^{(u)}[L(-\pi/4)N(\pi/4)] &= \frac{1}{2} \begin{pmatrix} 1 & 0 & -1 & 0 \end{pmatrix}; \\ \mathbf{G}_x^{(v)}[L(0)N(\pi/4)] &= \frac{1}{2} \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & -1 \end{pmatrix}; & \mathbf{G}_y^{(v)}[L(\pi/2)N(\pi/4)] &= \frac{1}{2} \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}. \end{aligned}$$

Индексы x, y означают, что действие данного вектора приводит к измерению интенсивностей компонентов поляризованных, соответственно, перпендикулярно и параллельно плоскости разведения пучков в призме Волластона. Верхние индексы означают, что действие пары векторов, обозначенных, например, индексом q , приводят к измерению параметра q безразмерного ВС \mathbf{s} .

plane containing z_0 , the axis $x_0 \perp z_0$ is defined. In the perpendicular plane, also containing z_0 , the axis y_0 is defined. The positive axes directions are chosen so that unit vectors form the right-handed coordinates $\mathbf{e}_{x_0} \times \mathbf{e}_{y_0} = \mathbf{e}_{z_0}$. In the system x_0, y_0, z_0 , Stokes vector of radiated laser beam is measured. The x -axis of the coordinates x, y, z for SV of the scattered is chosen parallel to x_0 -axis direction (\mathbf{e}_x is collinear to \mathbf{e}_{x_0}).

The Wollaston prism is placed in such way that normal to the plane, in which there is a separation of output orthogonally polarized beams, coincides with direction \mathbf{e}_x . The y -axis is also defined in this plane by condition $\mathbf{e}_x \times \mathbf{e}_y = \mathbf{e}_z$. With such coordinates, one of the beams at the prism output equals to x -component, and another one to y -component of the incident beam intensity.

The radiation beam passage through the Wollaston prism and quarter wave phase plate in the receiving channel can be described as subsequent action of phase plate $N(\theta)$ and linear polarizer $L(\theta)$ operators on Stokes vector of beam $\mathbf{s}(r)$. Rotation angle θ of the polarizer pass plane and fast axis of the phase plate is read off relatively x -axis counter-clockwise. The beam passage through the receiving channel can be characterized by three pairs of instrument vectors \mathbf{G} for the corresponding combinations of the prism and phase plate orientations

Subscripts x, y means that using the given vector leads to measurement of intensities of components, which are polarized perpendicularly and in parallel to the plane of beam separation in the Wollaston prism. Superscripts means that impact of vectors pair, for example, marked by q , leads to measurement of q of the dimensionless Stokes vector \mathbf{s} .

Таким образом,

Therefore, we get

$$I_y = G_x^{(q)} I s(r) = \frac{1}{2} \begin{pmatrix} 1 & -1 & 0 & 0 \end{pmatrix} I \begin{pmatrix} l & q & u & v \end{pmatrix}^T = \frac{1}{2} I(1-q),$$

$$I_x = G_x^{(q)} I s(r) = \frac{1}{2} \begin{pmatrix} 1 & 1 & 0 & 0 \end{pmatrix} I \begin{pmatrix} l & q & u & v \end{pmatrix}^T = \frac{1}{2} I(1+q).$$

Отсюда, заметив, что $I_x + I_y = I$, получим

With $I_x + I_y = I$, it is possible to write

$$q = (I_x - I_y) / (I_x + I_y).$$

Четыре различные комбинации положений (по углу θ) четвертьволновых пластин позволяют получить разные состояния поляризации лазерного пучка без существенной потери мощности: линейную с колебаниями вектора E вдоль оси x базиса лидара, линейную с колебаниями вектора E вдоль оси y базиса лидара, линейную с поворотом плоскости колебаний на 45° относительно плоскости xOz и правую круговую поляризацию.

Four different orientation combinations (θ) of the $\lambda/4$ plates allow to obtain (without essential power loss) such different polarization states of laser beam as linear (E oscillations along x - and y -axis of lidar), 45° rotated linear polarization relatively xOz plane, and the right-circular polarization.

Последовательное зондирование среды излучением с четырьмя поляризациями и измерение вектора Стокса рассеянного назад излучения позволяет получить 16 соотношений, из которых определяются элементы МОРС. В таблице приведены комбинации элементов МОРС, определяемых в процессе сеанса зондирования.

Subsequent sounding of medium by radiation with four polarization states and Stokes vector measurement of the back-scattered radiation allows to get 16 relations, from which LBSM elements are determined. Table 1 shows the combinations of the LBSM elements as a result of remote sounding.

Таблица (Table)

Безразмерный вектор Стокса лазерного пучка (Dimensionless Stokes vector of laser beam)	Действующая пара приборных векторов (Available pair of device vectors)			Определяемая комбинация элементов МОРС (Desired combination of LBM's elements) $i = 2, 3, 4$
	$1/2(1\ 1\ 0\ 0)$	$1/2(1\ 0\ 1\ 0)$	$1/2(1\ 0\ 0\ -1)$	
	$1/2(1\ -1\ 0\ 0)$	$1/2(1\ 0\ -1\ 0)$	$1/2(1\ 0\ 0\ 1)$	
	Измеряемые величины (Measurables)			
$s_{01} = (1\ 1\ 0\ 0)^T$	q_1	u_1	v_1	$(m_{11} + m_{22}) / (m_{11} + m_{12})$
$s_{02} = (1\ -1\ 0\ 0)^T$	q_2	u_2	v_2	$(m_{11} - m_{22}) / (m_{11} + m_{12})$
$s_{03} = (1\ 0\ 1\ 0)^T$	q_3	u_3	v_3	$(m_{11} + m_{22}) / (m_{11} + m_{13})$
$s_{04} = (1\ 0\ 0\ -1)^T$	q_4	u_4	v_4	$(m_{11} + m_{22}) / (m_{11} + m_{14})$

Методика определения угла преимущественной ориентации кристаллов в горизонтальной плоскости (столбики — осями, пластинки — нормальными к основанию) основана на свойствах МОРС. Так, например, при любом вращении вокруг оси z хаотический ансамбль частиц переходит сам в себя. Поэтому его МОРС должна быть инвариантна относительно поворота на произвольный угол Φ системы координат, в которой производится описание матрицы. При зондировании в зенит в ансамбле кристаллических, преимущественно ориентированных, частиц существует плоскость зеркальной симметрии. Если эта плоскость составляет азимутальный

The determination procedure of the preferred orientation angle of crystals in the horizontal plane (columns by axes, plates by normal to the basis) is based on LBSM properties. For example, at any rotation around z -axis, a chaotic ensemble of particles transfers in itself. Therefore, its LBSM should be invariant relatively the arbitrary rotation angle Φ of the coordinates, in which the matrix is described. With vertical sounding, there is a plane of mirror symmetry in ensemble of crystal oriented particles. If this plane is oriented at azimuth angle Φ_0 relatively

угол Φ_0 с плоскостью ориентации системы координат лидара xOz , то преобразованием поворота плоскости референции эти плоскости можно совместить. Такая МОРС, у которой плоскость референции xOz совпадает с направлением Φ_0 называется приведенной. Приведенные МОРС выражаются через параметры, не зависящие от случайных значений Φ_0 , вследствие чего все МОРС сопоставимы.

С 1991 г. по настоящее время нами получено около 600 МОРС облаков верхнего яруса. По этой выборке оценены относительные частоты значений элементов m_{ij} нормированных приведенных МОРС, а также параметра ориентированности $\chi = (m_{22} + m_{33}) / (1 + m_{44})$.

Он характеризует степень выраженности ориентации частиц облака относительно некоторого азимутального направления Φ_0 и определены частоты проявления тех или иных значений Φ_0 .

the orientation plane xOz of the lidar coordinates, then these planes can be aligned by the rotation transformation of the reference plane. Such LBSM, which reference plane xOz coincides with direction Φ_0 is called as aligned. The aligned LBSMs are expressed by parameters independent on random values of Φ_0 , therefore all LBSM are comparable.

Since 1991 up to now, we have measured about 600 LBSMs of high-level clouds. This sample was used for estimates of relative frequencies of m_{ij} values of the normalized aligned LBSMs elements, and also orientation parameter $\chi = (m_{22} + m_{33}) / (1 + m_{44})$, which describes the evidence degree of cloud particles orientation relatively Φ_0 , and sampling histograms of Φ_0 values.

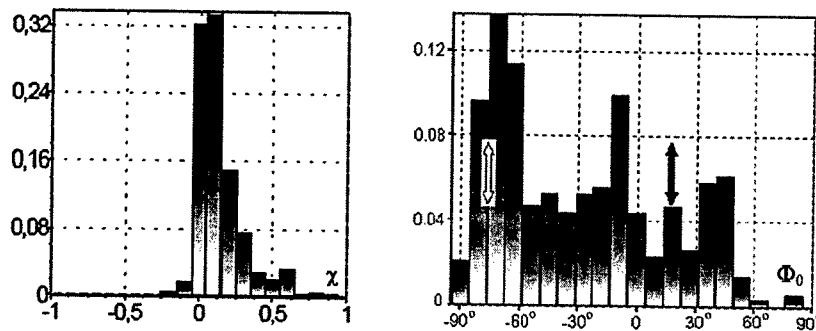


Рис. Гистограммы параметра ориентированности χ и угла преимущественной ориентации Φ_0 ансамблей кристаллических частиц в облаках верхнего яруса

Fig. Histograms of directivity parameter χ and prevalent alignment angle Φ_0 of crystal particles ensembles in medium-level clouds

Наиболее важным результатом исследований последних лет явилось экспериментальное доказательство частого проявления состояния ориентированности частиц кристаллической облачности, обусловленного факторами, отличными от известного аэродинамического ориентирования при падении в поле силы тяжести. В последнем случае вертикаль является направлением, вдоль которого происходит преимущественное ориентирование нормалей к поверхностям пластинчатых кристаллов или вокруг которого равномерно распределяются оси вытянутых частиц. Поскольку зондирование производилось по направлению в зенит, то, опираясь на модель МОРС для ансамблей

The most important investigations result obtained during the last years is the experimental proof of frequent manifestation of the crystal particles orientation in clouds, caused by another factors distinct from the known aerodynamic alignment of falling particles in the gravity field. In the latter case, the vertical direction is a direction along which there is the preferred alignment of normals of plate crystals or around of which axes of prolate particles are uniformly distributed. Starting from LBSM model for particle ensembles, which orientation is only caused by falling, it would be

частиц, ориентированных только падением, можно было бы предсказать нулевые значения недиагональных элементов МОРС. Но, как оказалось, более чем в 30% случаев измерений МОРС эти элементы отличны от нуля, что в рамках принятой модели означает либо преимущественный наклон пластинчатых кристаллов, либо ориентацию осей вытянутых частиц.

Работа выполнена при финансовой поддержке РФФИ (04-05-64495) и Минпромнауки и технологий РФ (рег. № 06-21).

possible to predict zero values of the off-diagonal elements of LBSM because of the vertical sounding. However, more than 30% cases of LBSM measurements have shown that these elements did not equal to zero. In the context of the given model, it means the preferred slope of plate crystals or axes orientation of prolate particles.

The investigation was given a grant of RFBR (04-05-64495) and RF Ministry of industry, science and technologies (reg. number No 06-21).

Численное моделирование обратного рассеяния сложных объектов

А.С. Сурков

Сибирское отделение Международного исследо-
вательского центра телекоммуникаций
и радиолокации Дельфтского университета
технологии (IRCTR-SB TUCSR),
Томский университет систем управления и
радиоэлектроники
634050, Томск, пр. Ленина 40
Тел.: (3822) 413-562

*В докладе приводятся результаты компьютер-
ного моделирования поляризационно-спектральных
свойств радиолокационных пространственно-про-
тяженных нестационарных объектов и примеры
его использования при исследовании алгоритма
корректной оценки поляризационных и координат-
ных свойств указанных объектов*

I. Введение

При проектировании радиолокационной системы (РЛС) с полным поляризационным зондированием (ППЗ) важным является вопрос о потенциальных возможностях РЛС. Одной из основных проблем при проектировании такой системы является выбор зондирующего сигнала. От этого зависит точность оценки поляризационных, координатных и энергетических характеристик радиолокационных объектов. В [1]-[3] показано, что для обеспечения корректного измерения матрицы обратного рассеяния (МОР) временная структура векторного зондирующего сигнала РЛС с ППЗ должна удовлетворять некоторым требованиям, которые определяются параметрами частотно-временной корреляции свойств обратного рассеяния зондируемого объекта. При этом большое значение имеет выбор типа сложных ортогональных сигналов, на основе которых формируется частотно-временная структура зондирующего сигнала.

В докладе приведены результаты разработки компьютерной модели пространственно-распределенных нестационарных объектов (ПРНО) и примеры ее использования при исследовании влияния вида векторного сигнала

Modelling Results of Complex Objects Backscattering

A.S. Surkov

Siberian Branch of International Research
Centre for Telecommunications-
transmission and Radar of TUDelft
(IRCTR-SB TUCSR)
Tomsk University of Control Systems and
Radioelectronics
Lenin ave. 40, Tomsk 634050, Russia
E-mail: alexeysurkov@ngs.ru

*In the paper we present simulating re-
sults of polarization-spectral properties of
spatially-distributed non-stable objects.
Also we show modelling examples for
algorithm investigation of correct estimation
of polarization properties and coordinates
of the objects*

I. Introduction

It is an important question about radar potential opportunities in the case of radar designing with full polarization sounding (FPS). One of the main problem is selection of sounding signal. Estimation accuracy of polarization, coordinate and power characteristics of radar objects depends on the selection. It was shown in [1] to [3] that the time structure of vector sounding signal of a radar with FPS should satisfy some requirements, in order to provide a correct estimation of the backscattering matrix (BSM). These requirements are determined by time-frequency correlation parameters of illuminated radar objects. It is of great importance to make choice of complex signals type, which are used for forming time-frequency structure of sounding radar signal.

In the paper we present development results of a computational model of spatially distributed non-stable objects (SDNO) and examples of its using for investigation of influence of vector signal

РЛС с ППЗ на точность оценки матричного спектра указанных объектов.

II. Пространственно-распределенная цель

В основе моделирования ПРНО лежит концепция локальных центров рассеяния [4], согласно которой поле, отраженное от цели, формируется небольшим числом локализованных источников (блестящих точек). Расстояние между ними велико по сравнению с длиной волны, размеры же самих точек гораздо меньше элемента пространственного разрешения. Для искусственных проводящих тел вклад трех-пяти наиболее сильных источников обеспечивает обычно более 90% отраженной энергии. При структурном синтезе РЛС с ППЗ данный подход позволяет исследовать погрешность оценки параметров объекта, обусловленную выбранным типом зондирующего сигнала.

Наличие множества отражателей в составе распределенной цели,двигающихся в общем случае независимо, приводит к временным и частотным флуктуациям рассеянного сигнала. Такая модель позволяет исследовать статистические характеристики отраженного векторного сигнала путем задания статистик параметров элементарных отражателей, совокупность которых образует ПРНО.

Таким образом, ПРНО может быть представлен в виде совокупности разнесенных по пространству элементарных отражателей. Под элементарным отражателем будем понимать пространственную неоднородность, обратное поле рассеяния которой характеризуется одной «блестящей» точкой для используемого диапазона волн. При этом поляризационные свойства элементарного отражателя могут быть произвольными, а его геометрические размеры гораздо меньше интервала пространственного разрешения РЛС. Каждый элементарный отражатель характеризуется набором пространственных и поляризационных параметров, которые могут изменяться во времени.

Процесс моделирования распределенной цели разбивается на ряд этапов:

1. задание необходимого количества элементарных отражателей, статистик их начального пространственного положения и параметров движения;
2. задание статистики поляризационных параметров элементарных отражателей, изменения их во времени;
3. формирование облучающего сигнала с заданными свойствами (вид модуляции, времен-

type in a FPS radar on accuracy of matrix spectrum estimation of such objects.

II. Spatially distributed target

The basis of SDNO modeling is the concept of local scattering centers [4]. The concept states that the scattered field is formed by small number of local sources (bright points). A distance between them is large in comparison with wavelength and size of points are much smaller than spatial resolution cell. The contribution of three to five most strong sources usually gives more 90% of the scattered energy for artificial conducting targets. In structure synthesis of FPS radar, such approach allows to estimate errors of a radar object's parameters caused by signal selected.

If there are many reflectors in a distributed target, which move independently, then the scattered signal fluctuates in time and frequency. Such model allows to investigate statistical characteristics of the reflected vector signal by assigning parameters statistics for elementary reflectors, which totality form a SDNO.

In such a way, a distributed radar object can be presented as a set of spaced elementary reflectors. When speaking of an elementary reflector we mean a spatial heterogeneity, which back-scattered field is characterized by one «bright point» in operating frequency band. Polarization properties of each elementary reflector can be arbitrary, and its geometrical dimensions are much less than a radar resolution cell. Thus, each reflector is described by set of coordinates and polarization parameters. In the general case, all reflector parameters are time-varied.

Modeling of a distributed target includes several steps:

1. assignment of required number of elementary reflectors, statistics of their initial spatial location and motion parameters;
2. assignment of polarization parameters statistics of the elementary reflectors and their temporal changing;
3. generation of sounding signal with required properties (modulation, du-

- ная длительность, спектральный состав, поляризационное состояние, мощность и т.д.);
4. учет распространения электромагнитной энергии излученного сигнала на трассе «РЛС-объект-РЛС», сопровождающегося в общем случае случайными изменениями поляризационного, амплитудного и фазового состояния зондирующей волны;
 5. формирование рассеянного поля в дальней зоне как аддитивной суммы парциальных полей.

Подобная схема моделирования была описана в [6].

При разработке модели ПРНО были использованы оригинальные подходы к учету нелинейного движения отражателей, позволяющие моделировать «вихревые» образования.

В качестве векторных зондирующих сигналов выбраны два типа сигналов. Ортогональные компоненты этих сигналов сформированы с использованием двух различных пар ортогональных сигналов: ЛЧМ-сигналы со встречными линейными законами модуляции частоты и ФКМ-сигналы с малой взаимной корреляцией, соответственно. Параметрами моделирования являются несущая частота сигналов, их длительность и база. ФКМ сигналы генерируются на основе ортогональных m -последовательностей.

Отклик системы для отдельного элементарного отражателя формировался как результат матричной свертки вида

$$\mathbf{J} = \mathbf{U}(t) \otimes \sum_{i=0}^N \mathbf{P} \left(a_i, \mathbf{U}(t - \tau_i) e^{j\omega_{Di}t}, t \right) = \begin{bmatrix} J_{11}(t, \omega) & J_{12}(t, \omega) \\ J_{21}(t, \omega) & J_{22}(t, \omega) \end{bmatrix} \Rightarrow \hat{\mathbf{S}}_y, \quad (1)$$

где $\mathbf{U}(t)$ – зондирующий векторный сигнал, \mathbf{P} – матричный оператор, определяющий собственный поляризационный базис отражателя относительно базиса РЛС и зависящий в общем случае от времени t , N – число отражателей модели, a_i – энергетический параметр, а τ_i, ω_{Di} – координатные параметры отражателя. $\hat{\mathbf{S}}_y$ – оценка элементов истинной матрицы обратного рассеяния \mathbf{S} .

III. Результаты

Результаты моделирования приведены на рис. 1-4. На рис. 1 показаны истинные частотные спектры элементов МОР распределенной флуктуирующей цели (светлые линии) в фиксированном строке дальности и спектры оценок этих элементов (темные линии) при

- ration, spectral distribution, polarization state, power, etc.);
4. taking into account effects of sounding signal propagation along the «Radar-Object-Radar» path, including random fluctuations of polarization, amplitude and phase of the electromagnetic wave;
 5. forming scattered field in the far-field zone as an additive sum of partial fields.

The similar simulation scheme was described in [6].

While developing the SDNO model we used original approaches to analysis of non-linear movement of reflectors, which allow to simulate «whirl» formations.

Two signal types have been chosen as vector sounding signals. Orthogonal components of the signals are formed with using such pairs of orthogonal signals as LFM-signals with up-going and down-going modulation laws and phase-shift keying (PSK) signals with low cross correlation. The simulation parameters are carrying frequency of the signals, their duration and bandwidth-duration product. PSK signals are generated with the use of orthogonal M-sequences.

The system response for a separate elementary reflector was formed as the matrix convolution

where $\mathbf{U}(t)$ is sounding vector signal, \mathbf{P} is matrix operator determining eigen polarization basis of a reflector relative to the radar basis and generally depending on time t , N is a number of the model's reflectors, a_i is power factor, and τ_i, ω_{Di} are coordinate parameters of the i -th reflector. $\hat{\mathbf{S}}_y$ is the estimate of true backscattering matrix \mathbf{S} .

III. Results

Modelling results are shown in Fig. 1 to 4. Figure 1 shows true frequency spectra of BSM's elements of spatially-distributed non-stable target (light lines) in a fixed range resolution cell and estimation spectra (light lines) for LFM sounding

использовании ЛЧМ. Распределенная по 4 строкам дальности цель облучалась импульсным ЛЧМ сигналом длительностью 300 мс с несущей частотой 10 ГГц и базой 8192. Спектр скоростей элементарных отражателей был выбран характерным для морской поверхности по данным [5]. Сигналы, принятые РЛС, обрабатывались соответствующими согласованными фильтрами. Затем, в одном фиксированном строке дальности рассчитывались ошибки оценки. Величина ошибок, возникающих в данной ситуации, показана на рис. 3а. Ошибки определялись как нормированная разность евклидовых норм спектров истинной и измеренной матриц

$$\delta = \frac{\|S\| - \|\hat{S}\|}{\sqrt{\|S\|^2 + \|\hat{S}\|^2}}. \quad (2)$$

Другими словами, эта величина показывает ошибку измерения полной ЭПР цели. Полная ЭПР цели является одним из самых информативных параметров, поэтому ошибка ее определения может служить объективной характеристикой качества использования различных сигналов.

In other words, this value corresponds to measurement error of full target's RCS. The full RCS is the most informative parameter, so the error of its estimation may be considered as an objective characteristic in evaluation of different signals.

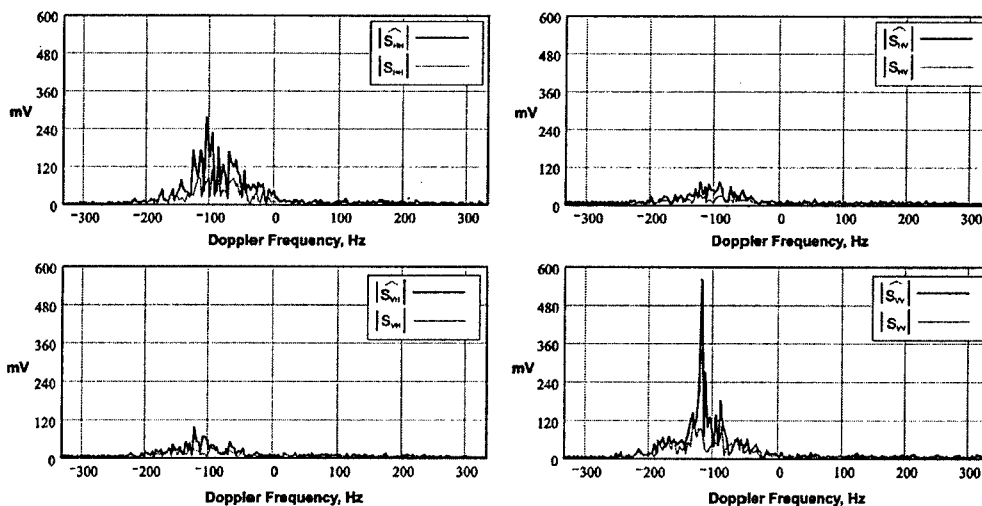


Рис. 1. Спектры отражений и их оценка для распределенной цели в фиксированном строке дальности при применении ЛЧМ сигналов. Темная линия – оценка спектра, более светлая линия – реальный спектр

Fig. 1. Spectra and their estimates of LFM-signals reflected from distributed target in a range cell: dark and more light lines present spectrum estimate and true spectrum, correspondingly

Рис. 2 и 3,б описывают ту же ситуацию, но с применением сигнала с ФКМ. Здесь ошибки существенно меньше, они обусловлены

Figure 2 and 3b show the same situation for the case of PSK signal. It is seen that errors are essentially less, they

несовершенной развязкой между ортогональными сигналами.

are caused by imperfect isolation between orthogonal signals.

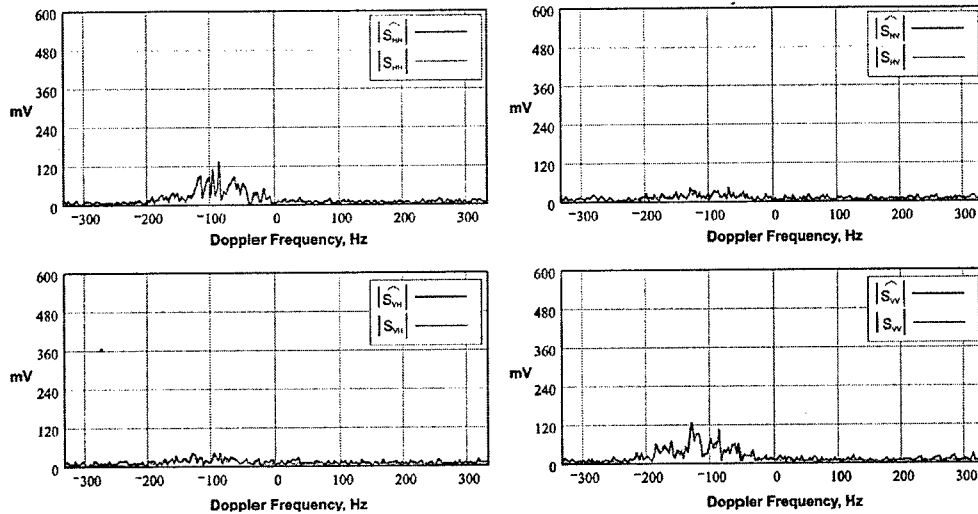


Рис. 2. Спектры отражений и их оценка для распределенной цели в фиксированном строке дальности при применении ФКМ сигналов. Темная линия — оценка спектра, более светлая линия — реальный спектр

Fig. 2. Spectra and their estimates of PCM-signals reflected from distributed target in a range cell: dark and more light lines present spectrum estimate and real spectrum, correspondingly

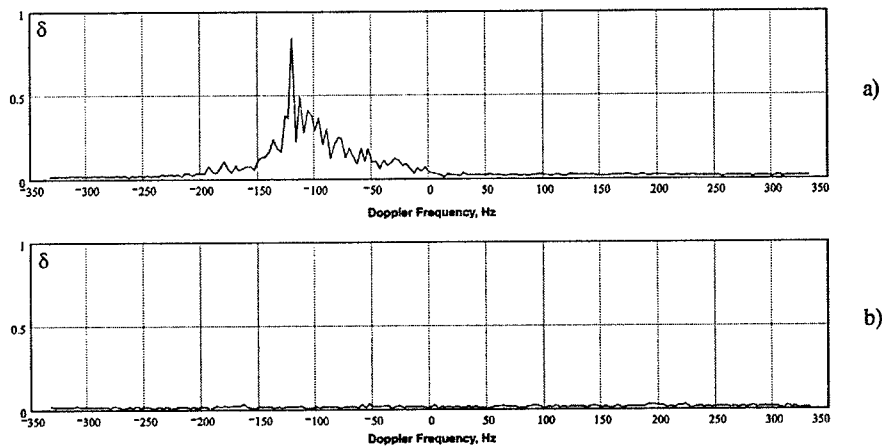


Рис. 3. Ошибки определения энергетического параметра при использовании ЛЧМ (а) и ФКМ (б) сигналов (длительность сигнала $\tau=300$ ms)

Fig. 3. Determination errors of energetical parameter under using LFM (a) and PCM (b) signals (signal duration $\tau=300$ ms)

При анализе результатов применения различных сигналов оказалось, что для сигналов с ЛЧМ существует ряд принципиальных ограничений. В то же время при использовании ФКМ сигналов таких ограничений нет. Ошибки,

The analysis of different signals application has revealed some principal restrictions for LFM signals. At the same time, the use of PSK signals does not lead to such restrictions. The errors,

возникающие при использовании ЛЧМ сигналов, обусловлены ножевидной формой их функции неопределенности, которая различна у сигналов со встречными законами изменения частоты (рис. 4). Из-за того, что функция неопределенности ЛЧМ сигналов имеет вытянутую форму в частотно-временной области, отражения от быстро движущихся целей «перетекают» в соседние стробы дальности. Это обстоятельство ведет к ошибкам оценки матрицы обратного рассеяния распределенной цели.

which arise under using LFM signals, are determined by knife-edge ambiguity function (AF). This function differs for signals with up- and down-going frequency laws (Fig. 1). Because of that the ambiguity function of LFM signals has strongly extended form in time-and-frequency area, reflections from fast-moving targets «spill over» to the next range cells. This fact leads to errors in BSM estimation of distributed targets.

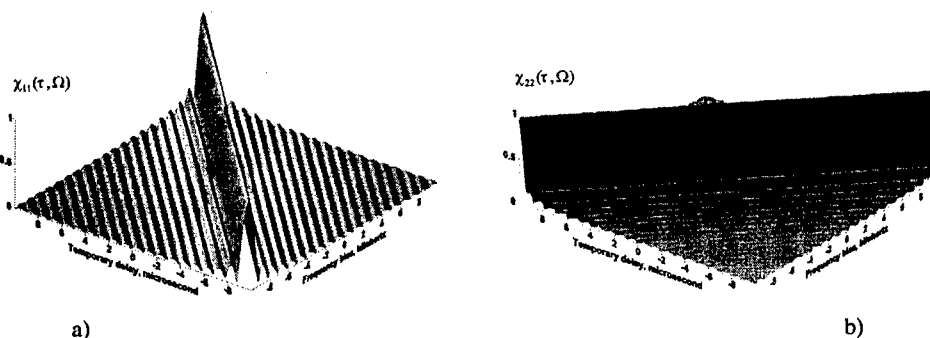


Рис. 4. Функции неопределенности ЛЧМ сигналов: а) нарастающий закон модуляции частоты, б) спадающий закон модуляции частоты

Fig. 4. Ambiguity functions of LFM-signals: a) up-going frequency modulation, b) down-going frequency modulation

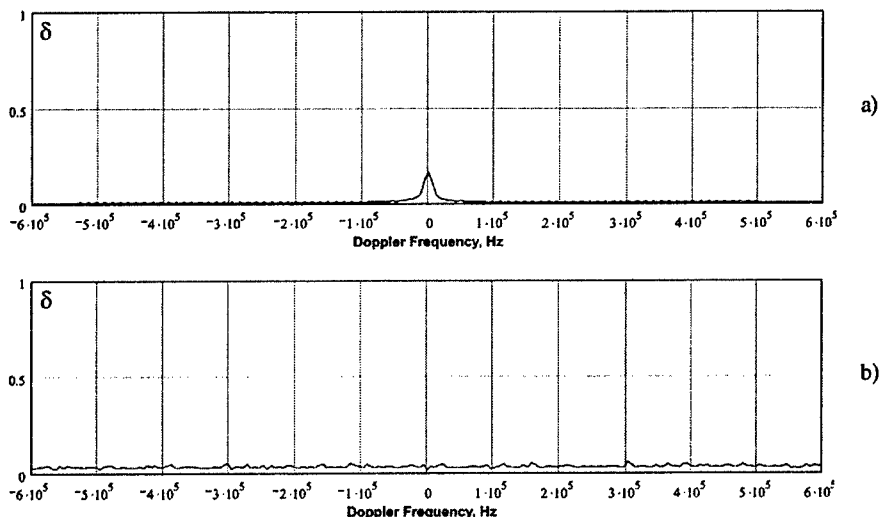


Рис. 5. Ошибки определения энергетического параметра при использовании ЛЧМ (а) и ФКМ (б) сигналов (длительность сигнала $\tau=165$ ms)

Fig. 5. Determination errors of energetical parameter under using LFM (a) and PCM (b) signals (signal duration $\tau=165$ ms)

Конечно, длительность импульса 300 мс очень большая по сравнению с интервалом корреляции спектра сигнала, но и при длительности 165 мкс при данной методике обработки ошибки при применении ЛЧМ сигнала имеют недопустимую величину.

Заключение

Форма функции неопределенности ЛЧМ сигнала не позволяет производить однозначную оценку скорости и дальности отражающего точечного объекта по одному измерению. Устранение указанной неопределенности в оценке скорости и дальности объекта осуществляется путем использования нескольких измерений (пачки импульсов излучения). При этом анализируется динамика смещения откликов согласованного фильтра по времени прихода относительно момента излучения, и по результатам анализа производится оценка скорости объекта. Полученная оценка скорости позволяет скорректировать оценку дальности путем введения соответствующих поправок. Именно при высоких скоростях объекта возможно достаточно быстрое (по нескольким измерениям) оценивание скорости объекта. Для медленно движущихся объектов оценка скорости занимает много времени (необходимо большое число зондирующих импульсов).

При наличии в элементе разрешения РЛС большого количества независимо движущихся отражателей использование ЛЧМ сигналов для корректной оценки МОР элемента разрешения возможно только в случае, когда спектр доплеровских частот этих отражателей не превышает ширину функции неопределенности ЛЧМ сигнала по оси частот. При этом интервал корреляции параметров обратного рассеяния пространственно-распределенного объекта, образованного совокупностью элементарных движущихся отражателей, сравним с длительностью огибающей ЛЧМ ортогональных сигналов.

Литература

- [1] D. Guili, M. Fossi, L. Facheris. Radar target matrix measurement through orthogonal signals // IEEE Proc.-F, vol. 140, No.4, August 1993.
- [2] Report IS00088 "Formulation and proof of simultaneous measurements' principle of the full scattering matrix of radar objects", Tomsk-Delft, TUCSR-IRCTR TUDelft, 2001.
- [3] Хлусов В.А., Лигтхарт Л.П., Шарыгин Г.С. Одновременное измерение всех элементов матрицы рассеяния радиоло-

Certainly, pulse duration of 300 ms is a large value in comparison with correlation interval of the scattered signal. But even for 165 μ s duration of LFM pulse signal, the errors calculated by the technique above are too inadequate.

Conclusion

The form of ambiguity function of LFM-signals does not allow to unambiguously estimate velocity and range of a point object by only one measurement. To control this uncertainty, it is necessary to use several measurements with radiating pulse burst. In this case, changes of matching filter responses in arrival time relatively to radiation instant are analyzed. The object's velocity is determined by the analysis results. The velocity estimation obtained allows to correct range estimate with using specific corrections. A rather rapid estimating (with several measurements) the object's velocity is possible only for fast moving objects. As for slow moving objects, the velocity estimation takes much more time because of need to radiate a large number of sounding pulses.

If there are a lot of independently moving reflectors in a radar resolution cell, the use of LFM-signals for correct estimation of BSM becomes possible when Doppler spectra width of the reflectors does not exceed the width of the LFM-signal ambiguity function along frequency axis. In this case, correlation interval of the backscattering parameters of a SDNO, which consists of moving elementary reflectors, approaches duration of the LFM orthogonal signals' envelope.

References

- [3] Khlusov V.A., Ligthart L.P., Sharygin G.S. Simultaneous measurement of all elements of radar objects' scattering

- радиолокационных объектов с использованием сложных сигналов // 8 Международная научно-техническая конференция «Радиолокация, навигация, связь», Воронеж, 23-25 апреля 2002 г. - Воронеж: Воронежский госуниверситет, 2002. - Том 3, с. 1655-1667
- [4] Штагер Е.А. Рассеяние радиоволн на телах сложной формы. - М.: Радио и связь, 1986
- [5] Бутко В.А., Хлусов В.А., Ковалев В.Н. и др. Спектральные и поляризационные характеристики отражений от морской поверхности на частоте 10 ГГц // Труды XX Всероссийской конференции по распространению радиоволн, Нижний Новгород, 2-4 июля 2002 г. - Н.Новгород: Талам, 2002. - с. 378
- [6] Школьный Л.А., Анфиногенов А.Ю. К вопросу о математическом моделировании радиолокационных портретов распределенных объектов. // Радиотехника, №10, 1996
- matrix using compound signals, Proc. of 8-th Int. Conf. «Radar, Navigation, Communications», Voronezh, April 23-25, 2002. Voronezh State University Publ., Vol.3, pp. 1655-1667 (*in Russian*)
- [4] Shtager E.A. Radiowaves scattering on complex shape bodies. Moscow, Radio i sviaz Publ., 1986 (*in Russian*)
- [5] Butko V.A., Khlusov V.A., Kovalev V.N., et al. Spectral and polarization characteristics of sea surface clutter at 10 GHz. Proc. XX All-Russian Conf. on Radiowave Propagation. April 2-4, Nizhni Novgorod - N. Novgorod: Talam Publ., 2002, p. 378 (*in Russian*)
- [6] Shkolny L.A., Anfinogenov A.Yu. On problem of mathematical simulation of radar signatures of disributed objects. Radiotekhnika, No 10, 1996 (*in Russian*)

Экспериментальные исследования поляризационной структуры заднего и бокового излучения сканирующей РЛС

**В.П. Денисов, М.В. Крутиков,
А.А. Мещеряков, М.В. Осипов**

НИИ РТС

Томский университет систем управления и
радиоэлектроники
634050, Томск, пр. Ленина, 40
E-mail: rwplab@orts.tomsk.ru

Приводятся результаты экспериментального исследования поляризационной структуры излучения сканирующей РЛС 3-см диапазона на открытой трассе протяженностью 1 км

В экспериментальных исследованиях использовался источник импульсного излучения трехсантиметрового диапазона на базе РЛС РПК-1. Антенная система, состоящая из параболического зеркала, гиперболического зеркала, облучателя и стеклотканевого колпака, имеет диаграмму направленности в виде узкого сигарообразного луча шириной $1,9^\circ$ на уровне 3 дБ. Ось диаграммы направленности отклонена от геометрической оси антенны. Это отклонение определяется положением облучателя (открытый конец волновода) относительно оси параболоида. Излучались сигналы вертикальной либо горизонтальной поляризации, что достигалось изменением ориентации облучателя.

Поляризационная развязка антенны РЛС измерялась при ее работе на прием с помощью выносного калибратора, излучающего сигнал вертикальной поляризации, путем дискретного изменения положения облучателя. Уровень кросс-компонента составил -18 дБ.

Структурная схема измерительной установки представлена на рис. 1.

Приемная установка имеет четыре входа, к которым отрезками кабелей подключались выходы поляризационных расщепителей двух из четырех антенн, установленных на панели. Антенны расположены на осях декартовой системы координат с разносом 1,6; 4 либо 10λ

Experimental Investigations of Polarization Structure of Backward and Sideward Radiation of Scanning Antenna

**V.P. Denisov, M.V. Krutikov,
A.A. Mescherjakov, M.V. Osipov**

RIRS

Tomsk State University of Control Systems
and Radioelectronics
Lenin Ave. 40, Tomsk, 634050, Russia
E-mail: rwplab@orts.tomsk.ru

Results of experimental investigations of polarization structure of X-band scanning radar radiation are given in the paper for open path 1 km long

A source of pulse radiation on the base of radar system «RPK-1» ($\lambda=3$ cm) was used in the experiments. Antenna system consisted of a parabolic reflector, hyperbolic reflector, irradiator, and glass-fiber radome. The antenna has pencil-like pattern with beamwidth of $1,9^\circ$ at -3 dB level. The antenna pattern axis is deflected from the antenna geometrical axis. This deflection is determined by position of the irradiator (waveguide aperture) with the respect to the paraboloid axis. The radiated signals have vertical or horizontal polarization depending on the irradiator orientation.

Polarization isolation of the radar antenna was measured by outward calibrator radiating vertically polarized signal and discrete changing the radiator orientation. The cross-polarized component level was -18 dB.

Figure 1 shows block-diagram of the measuring installation.

The receiver has four inputs, which were attached (by cable sections) to polarization splitters of two of four antennas mounted on board (Fig. 2). Antennas were adjusted with Cartesian coordinates with space diversity of 1,6,

(см. рис. 2). Каждая антенна представляет собой открытый конец круглого волновода, соединенного с поляризационным расщепителем.

4 or 10λ (Fig.2). Each antenna was round waveguide aperture connected with the polarization splitter.

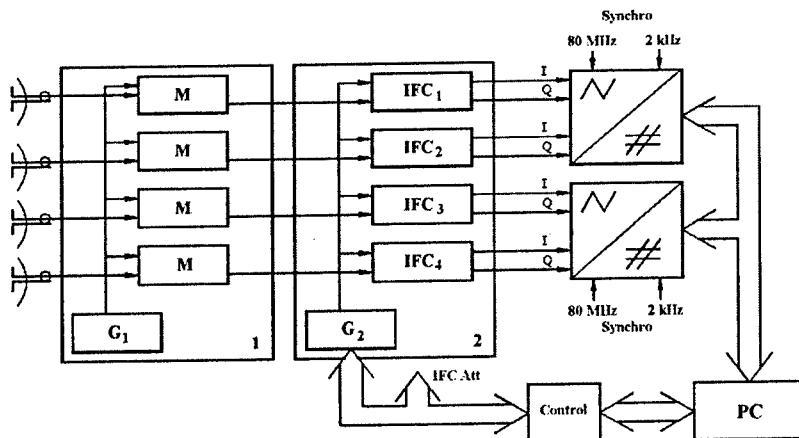


Рис. 1. Структурная схема приемной установки («1» – блок СВЧ, «2» – блок ПЧ, М – смеситель, G_1 – СВЧ гетеродин, G_2 – опорный гетеродин, IFC_i – i -ый ПЧ канал, Synchro – система синхронизации, Control – схема управления, IFC Att – управление аттенюаторами ПЧ каналов, PC – ЭВМ)
Fig. 1. Block diagram of receiver: microwave unit (1), IF unit (2), mixer (M), microwave oscillator (G_1), reference oscillator (G_2), IF channel (IFC), timing signals (Synchro), control system (Control), IFC attenuators control (IFC Att), personal computer (PC)

В каждом из четырех приемных каналов сигналы разлагаются на квадратурные составляющие относительно опорного гетеродина. Полученные видеоимпульсы, номинальная длительность которых составляет 0,3 мкс, оцифровываются с тактом 80 МГц и записываются в память ЭВМ. По каждому принятому импульсу производится не менее 25-30 измерений.

При обработке в каждый момент времени по квадратурным составляющим восстанавливается амплитуда и фаза сигнала в каждом из каналов:

$$s(t_i) = A(t_i) \cos[\omega_0 t_i - \psi(t_i)], \quad A(t_i) = \sqrt{S^2(t_i) + C^2(t_i)}, \quad \psi(t_i) = \arctg \frac{S(t_i)}{C(t_i)}, \quad (1)$$

где $S(t)$, $C(t)$ – синусная и косинусная квадратурные составляющие.

Для исследований был выбран район в окрестностях радиотехнического корпуса ТУСУР (рис. 3), расположенного на высоком (правом) берегу р. Томь. Трасса имеет угол наклона к земной поверхности $2,96^\circ$ и протяженность $r = 1064,2$ м (рис. 4). Приемная установка располагалась на высоком правом берегу реки («DF» на рис. 3).

Signals in each of four channels were split into quadratures relatively to reference oscillator. The obtained video-pulses with 0,3 μ s rated duration were digitalized with clock frequency of 80 MHz and recorded to PC memory. Not less than 25-30 measurements were done for each pulse.

Amplitude and phase of the signals in each channel were restored at every instant using the quadrature components

where $S(t)$, $C(t)$ are I - and Q -quadratures.

The experiments area was chosen on the steep (right) shore of Tom river near the Radioengineering building of TUCSR (Fig. 3). The path of 1064,2 m long has $2,96^\circ$ elevation angle (Fig. 4). The receiver was installed on the right shore of Tom river, and the radar location

РЛС была размещена на низком левом берегу was on the lower flat country.
р. Томь на равнинной местности.

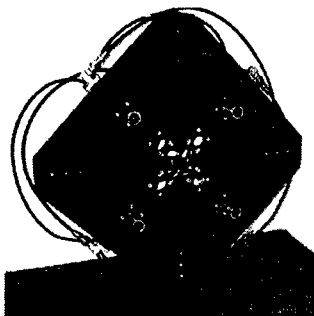


Рис. 2. Антенная панель с поляризметрическими антеннами

Fig. 2. Antenna board with polarimetric antennas

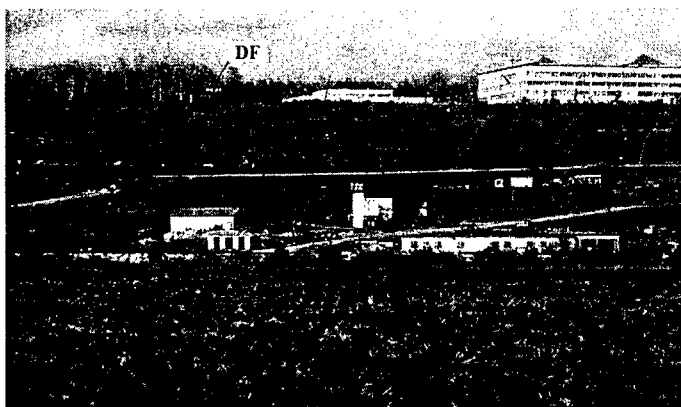


Рис. 3. Вид с позиции РЛС на приемный пункт

Fig. 3. View of receiving point («direction finder» (DF)) from location of radar system

На позиции приемной установки в передней полусфере в радиусе 3 м отсутствовали детали конструкций, местные предметы и подстилающая поверхность. Позиция располагалась на обрывистом берегу со склоном 30° . Высота антенн над землей составляла 5,05 м. Измерения проводились в период с 29.09.03 по 5.10.03 два раза в сутки циклами по три часа. Каждый цикл содержит ряд отдельных сеансов. Сеансы выполнялись для конкретного положения антенны РЛС относительно горизонта; для конкретного режима ориентации ДНА РЛС в горизонтальной плоскости (наведение на приемный пункт или непрерывное сканирование по азимуту); для различных поляризаций излученного сигнала.

At the receiving site there were no structure parts, any local objects and background within 3 m radius hemisphere. The site was on the steep shore with 30° slope. The antennas height above ground surface was 5,05 m. The measurements were done twice a day (three hours cycle) since September 29 till October 5, 2003. Each cycle consisted of several sessions. Every session was performed with specific elevation and azimuth angles of the antenna pattern, in fixed azimuth and azimuth scanning modes, and with different polarizations of transmitted signal.

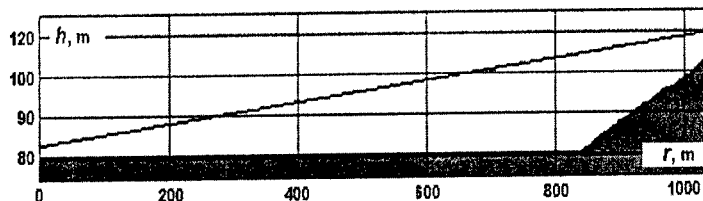


Рис. 4. Профиль трассы
Fig. 4. The path's profile

Имеется ряд способов описания состояния поляризации монохроматической волны: использование эллипса поляризации, параметров Стокса, сферы Пуанкаре [1-3]. Представление вектора электрического поля в виде проекций на ортогональные оси декартовой системы координат является достаточным, чтобы перейти от него к любому из перечисленных способов описания состояния поляризации. Для этой цели используется поляризационное отношение

$$\dot{p} = \frac{\dot{E}_x}{\dot{E}_y} = \frac{E_x}{E_y} e^{i(\varphi_x - \varphi_y)}.$$

В данной работе под поляризационным отношением понимается отношение горизонтальной и вертикальной составляющих поля. Фаза поляризационного отношения равна разности фаз между горизонтальной и вертикальной составляющими.

Особенностью ситуации является импульсный характер сигналов. Учтем, что передаваемые сигналы узкополосные, так что на приемном конце трассы на выходе поляризационных расщепителей сигналы можно представить в виде

$$s_x(t) = A_x(t) \cos(\omega_0 t + \varphi_x(t)), \quad s_y(t) = A_y(t) \cos(\omega_0 t + \varphi_y(t)).$$

Тогда поляризационное отношение

$$\dot{p}(t) = \frac{\dot{s}_x'(t)}{\dot{s}_y'(t)} = \frac{A_x(t)}{A_y(t)} e^{j[\varphi_x(t) - \varphi_y(t)]}. \quad (2)$$

Модуль этого отношения $p(t) = A_x(t)/A_y(t)$ и его фаза $\Phi(t) = \varphi_x(t) - \varphi_y(t)$ зависят от времени.

Возможность представления поляризационного отношения как функции времени предусматривается в монографии [3]. Однако, экспериментальные данные об изменении поляризации импульсных сигналов в течение их длительности в известной нам литературе отсутствуют.

There are such different ways to describe the polarization state of monochromatic EM wave as polarization ellipse, Stokes parameters, Poincare sphere [1-3]. It is sufficient to present an electric field vector by the Cartesian projections in order to use any of the mentioned techniques. Toward this end the polarization ratio is used

In the paper we mean the polarization ratio as ratio of the horizontal and vertical field components. The polarization ratio phase is the phase difference between the horizontal and vertical components.

The peculiarity of our case is pulse nature of the signals. Since the transmitted signals are narrow-band, the signals at the polarization splitter outputs of the receiving channel are written as

The polarization ratio takes the form

The modulus of $p(t) = A_x(t)/A_y(t)$ ratio and its phase $\Phi(t) = \varphi_x(t) - \varphi_y(t)$ are time dependent.

The authors of [3] considered a possibility of presenting the polarization ratio as temporal function. However, there are no experimental data on polarization variation within pulse signals duration in the literature.

Рис. 5 показывает распределение по трассе участков местности, наиболее сильно влияющих на принимаемые сигналы. Как видно, наиболее сильно влияет местность вблизи передатчика и вблизи приемника. Крутой берег Томи, на котором размещалась приемная установка, рассеивает сигналы, и часть из них попадает на вход приемных антенн.

Figure 5 shows distribution of the locality areas along the path, which mostly influence the received signals. It is evident that zones near the transmitter and receiver have the most influence. The steep shore of Tom river, where the receiver was placed, scatters the signals and part of them comes to the receiving antennas.

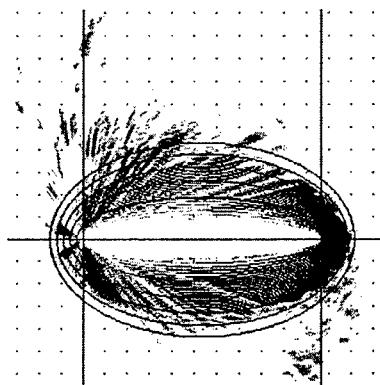


Рис. 5. Карта радиолокационных отражений исследуемого района при нулевом угле места передающей антенны

Fig. 5. Map of radar reflections within the investigated area (elevation angle of transmitting antenna $\phi=0^\circ$)

Для увеличения точности оценки поляризационных параметров поля при обработке первичных данных производилось усреднение по четырем диаграммам. Так как начало каждой диаграммы не было синхронизировано относительно начала файла, то предварительно диаграммы направленности совмещались корреляционным методом.

Проанализировав полученные результаты, авторы пришли к следующим выводам:

1. В течение длительности принимаемого импульса модуль $|\dot{p}|$ и фаза Φ поляризационного отношения изменяются. Изменения происходят, в основном, в течение двух-трех временных дискретов АЦП относительно начала импульса, то есть в течение 25-40 нс. Далее до окончания штатной длительности импульса (300 нс) модуль и фаза остаются приблизительно постоянными и вновь меняются в период спада. От опыта к опыту модуль и фаза поляризационного отношения меняются мало (СКО этих величин мало), что свидетельствует о достоверности полученных данных.

2. Изменение модуля и фазы поляризационного отношения в течение длительности импульса зависит от поляризации излучен-

In order to improve the accuracy of the polarization parameters estimation, the primary data were averaged by four recorded patterns. Since the start of every pattern was not synchronized with beginning of data file, then the recorded patterns were firstly matched by the correlation method.

Analysis of the measurement results allows to draw the conclusions.

1. The modulus $|\dot{p}|$ and phase Φ of the polarization ratio change within duration of the received pulse. In general, the changes take place during 2 or 3 time steps of ADC from the pulse beginning, i.e. during 25-40 ns. Further, up to the pulse duration end (300 ns) the modulus and phase are almost invariable and they again start changing during the pulse drop. The values of $|\dot{p}|$ and Φ change slightly from one experiment to another (standard deviation is small), that confirms the data reliability.

2. Variation of the modulus and phase of the polarization ratio within the received pulse duration depends on

ного сигнала и ориентации в пространстве передающей антенны. При облучении приемника основным лепестком ДНА фаза поляризационного отношения изменяется на 20-50°, а боковыми — на 70-140° и более. Модуль поляризационного отношения, как в главном, так и в боковых лепестках ДНА, может изменяться в десятки раз, причем ортогональные составляющие сигнала не всегда одновременно достигают уровня регистрации.

3. Поляризационное отношение в главном лепестке ДНА в середине импульса принимает значение от 3 до 10.

4. Поляризационное отношение в любом временном сечении импульса зависит от углового положения антенны РЛС, что видно при рассмотрении рис. 6-9. При этом:

- модуль поляризационного отношения $|\dot{p}|$ сильно изменяется в зависимости от углового положения антенны РЛС по азимуту и углу места, причем его максимум и минимум соответствуют минимумам диаграммы направленности передающей антенны на вертикальной или горизонтальной поляризации. В этих точках он близок к нулю либо к 100, так что принимаемый сигнал можно считать поляризованным горизонтально или вертикально, независимо от фазы поляризационного отношения;
- изменение фазы поляризационного отношения в зависимости от углового положения антенны РЛС носит случайный характер с распределением вероятностей, близким к равномерному в интервале $\pm\pi$. Фаза поляризационного отношения в пределах главного лепестка диаграммы направленности остается приблизительно постоянной.

5. Коэффициент корреляции (R) поляризационного отношения в точках, разнесенных по горизонтали на $(1,6 \div 10)\lambda$, находится в пределах 0,85-0,7 (рис. 10).

Литература

- [1] Д.Б. Канарейкин, Н.Ф. Павлов, В.А. Потехин. Поляризация радиолокационных сигналов. - М.: Сов. Радио, 1966, 440 с.
- [2] С.И. Поздняк, В.А. Мелитицкий. Введение в статистическую теорию поляризации радиоволн. - М.: Сов. радио, 1974, 479 с.
- [3] А.П. Родимов, В.В. Поповский. Статистическая теория поляризационно-вре-

polarization of the radiated signal and angle coordinates of the transmitting antenna. While irradiating the receiver by the main lobe and side lobes, the phase Φ of the polarization ratio changes up to 20-50° and 70-140° and more, correspondingly. The polarization ratio modulus can varies by dozens of times, while the orthogonal signal components reach the registration level not always simultaneously.

3. For the main lobe, the polarization ratio varies from 3 to 10 in the middle of pulse duration.

4. One can see in Fig. 6 to 9 that the polarization ratio depends on the angle coordinates of the radar antenna for any time cut of pulse. In this case

- the modulus $|\dot{p}|$ of the polarization ratio strongly changes depending on azimuth and elevation angles of the antenna; its maximum and minimum values correspond to minima of the transmitting antenna pattern on the vertical and horizontal polarizations. At these points the ratio is close either to zero or 100, so that the received signal can be considered as horizontally or vertically polarized regardless of the phase Φ ;
- changes of the polarization ratio phase, as function of angular coordinates of the radar, are random with a probability distribution close to even distribution within the interval $\pm\pi$. The phase of the polarization ratio remains nearly constant within the main lobe.

5. Correlation coefficient of the polarization ratio in the points spaced horizontally by $(1,6 \div 10)\lambda$ varies from 0,85 to 0,7 (Fig. 10).

References

- [1] D.B. Kanareikin, N.F. Pavlov, V.A. Potekhin. *Polarization of radar signals*. - Moscow: Sov. Radio Publ., 1966, 440 p. (in Russian)
- [2] S.I. Pozdnjak, V.A. Melititskij. *An introduction to statistical theory of radiowave polarization*. - Moscow: Sov. Radio Publ., 1974, 479 p. (in Russian)
- [3] A.P. Rodimov, V.V. Poplavskij. *Statistical theory of polarization-temporal*

менной обработки сигналов и помех в линиях связи. - М.: Сов. радио, 1984. - 271 с.

processing of signals and interferences in communication links. - Moscow: Sov. Radio Publ., 1984, 271 p. (*in Russian*)

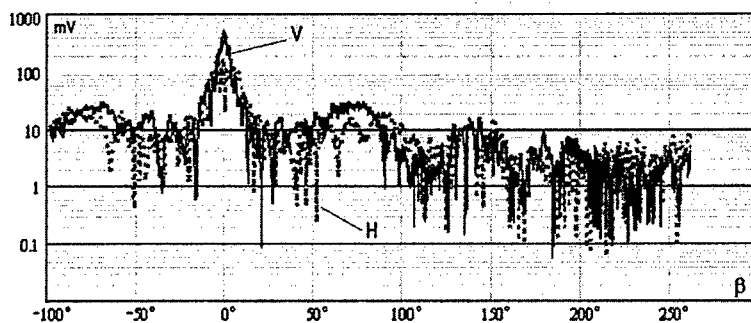


Рис. 6. Уровень принимаемых сигналов (угол места передающей антенны $\phi=6^\circ$, V - вертикальная составляющая, H - горизонтальная составляющая, β - угол отворота передающей антенны)

Fig. 6. H- and V-channel received signals versus transmitting antenna azimuth β (elevation angle of transmitting antenna $\phi=0^\circ$)

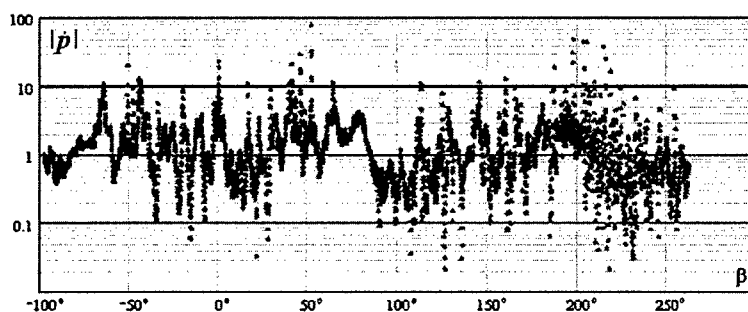


Рис. 7. Модуль поляризационного отношения

Fig. 7. Modulus of polarization ratio versus transmitting antenna's azimuth

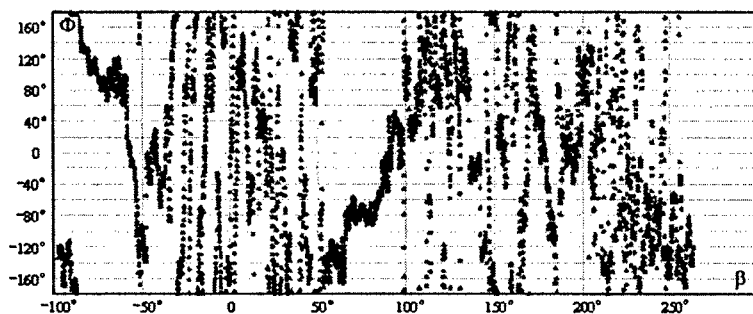


Рис. 8. Фаза поляризационного отношения

Fig. 8. Phase of polarization ratio versus transmitting antenna's azimuth

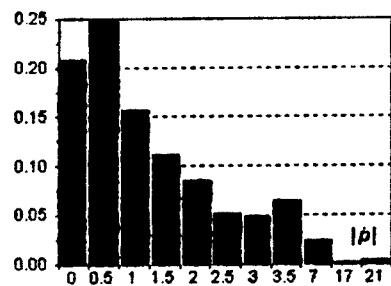


Рис. 9. Гистограмма модуля поляризационного отношения при круговом сканировании передающей антенны

Fig. 9. Sampled histogram of polarization ratio under circular scan of transmitting antenna

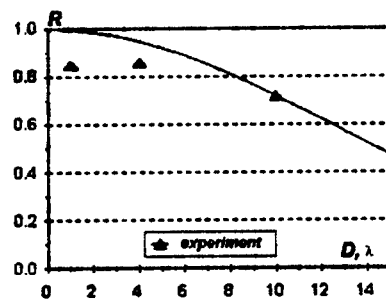


Рис. 10. Корреляция модуля поляризационного отношения при поперечном разнесении приемных антенн (D - пространственный разнос)

Fig. 10. Correlation of polarization ratio's modulus under horizontal space diversity (D) of receiving antennas

Характеристики бокового излучения зеркальных антенн

Б.П. Дудко, А.А. Мещеряков

НИИ РТС

Томский университет систем управления и
радиоэлектроники
634050, Томск, пр. Ленина, 40
E-mail: rwplab@orts.tomsk.ru

Рассмотрены основные причины образования бокового излучения зеркальных антенн, обоснована необходимость использования экспериментальных статистических характеристик для оценки электронной совместимости РТС, приведены некоторые результаты измерений, выполненные, в частности, при приеме сигналов основной и ортогональной поляризации излучения.

При анализе электронной совместимости современных радиоэлектронных УКВ систем различного назначения возникает необходимость оценки уровня сигналов, образованных боковым излучением передающей антенны или принятых антеннами с направлений, расположенных за пределами основного лепестка диаграммы направленности. В обоих случаях нужна информация о тонкой угловой структуре диаграммы направленности в пределах полного угла в горизонтальной и вертикальной плоскостях или хотя бы в пределах основного, двух-трех первых боковых и заднего лепестков. В общем случае важно иметь такую диаграмму как для основной поляризации излучения, так и для других, например, ортогональной.

Боковое излучение или боковой прием зеркальных антенн [1, 2] имеют место за счет следующих причин: краевых волн, исходящих от кромок зеркала; краевых волн, отраженных от поверхности зеркала; поля облучателя, не перехватываемого зеркалом; поля плоской волны, рассеянной на облучателе или вспомогательном зеркале (если оно имеется) и элементах их крепления; поля, рассеянного неровностями зеркала и др.

Энергия излучения, обусловленная первыми тремя причинами (энергия дифракции) сосредоточена, в основном, в области первых

Characteristics of Sideward Radiation of Reflector Antennas

B.P. Dudko, A.A. Mescherjakov

RIRS

Tomsk State University of Control Systems
and Radioelectronics
Lenin Ave. 40, Tomsk, 634050, Russia
E-mail: rwplab@orts.tomsk.ru

The main reasons of reflector antenna sideward radiation are considered. The necessity to use experimental statistical quantities for estimation of radio systems compatibility is substantiated. Some measurement results obtained in particular for co- and cross-polarized received signals are given in the paper

The level of signals caused by radiation of transmitting antenna side lobes or received from directions outside the receiving antenna main lobe should be estimated in order to analyze the electromagnetic compatibility of different modern UHF electronic systems. In both cases, we need an information about fine angle structure of antenna patterns within full angular range in the vertical and horizontal planes, or at least within the main and 2-3 sidelobes. In general case, it is necessary to have such information both for co-polarized and for other (for instance, cross-polarized) radiated signals.

The main reasons of sideward radiation and reception of a reflector antenna [1, 2] are such ones as edge waves due to the reflector edges; edge waves scattered by the reflector's surface; field of irradiator, which is not intercepted by the reflector; field of flat wave scattered by the irradiator or additional reflector (if it exists) and supporting elements; field caused by the reflector's roughness, etc.

Energy of radiation due to the first three reasons (diffraction energy) concentrates mainly within the first side-

боковых лепестков и составляет около 4-5% всей энергии. Мелкая структура этого излучения зависит от отношения диаметра зеркала к длине волны. Энергия рассеяния на облучателе, вспомогательном зеркале и элементах их крепления, составляет около 12 % всей энергии и заключена в области как ближнего, так и дальнего излучения. Энергия, рассеянная на неоднородностях зеркала, также лежит в области ближнего и дальнего бокового излучения, однако ее распределение в пространстве можно считать равномерным.

Рассмотренные выше составляющие бокового излучения антенны имеют различные фазы, в результате чего диаграмма не обладает четкой периодической структурой, а ширина и уровень лепестков изменяются в широких пределах. Если боковое излучение в некоторой области углов близко к монотонному, то фаза его в этой области практически постоянна. Об изменении фазы от лепестка к лепестку можно судить по глубине провалов между ними; наличие глубоких провалов свидетельствует о больших изменениях фазы.

Работа антенны в реальной обстановке сопровождается отражением сигналов основного лепестка диаграммы от местности, местных предметов, опорно-поворотного устройства, элементов конструкции системы и пр. Отраженные сигналы значительно искажают полную диаграмму и приводят к кажущемуся увеличению уровня бокового излучения (приема) антенны. Однако именно эта кажущаяся диаграмма и должна учитываться при решении задач электронной совместимости. Заметим, что переотраженные сигналы в значительной степени случайны, в результате чего кажущаяся диаграмма постоянно изменяется.

Указанные причины образования бокового излучения приводят также к существованию (приему) сигнала, имеющего отличную от основной поляризацию. Обычно представляет интерес сигнал поляризации, ортогональной к основной, и тогда говорят об диаграммах направленности антенны для основной и для ортогональной поляризации.

Измерения показывают, что диаграммы направленности имеют четко выраженную периодическую структуру только в области первых боковых и заднего лепестков и при отсутствии значительных отраженных сигналов. Одна из таких диаграмм для параболической зеркальной антенны приведена на рис. 1 [2].

Как упоминалось выше, характеристики бокового излучения подвержены временным

lobes and equals to 4-5% of all energy. The fine structure of this radiation depends on the reflector diameter to wavelength ratio. The energy scattered by the irradiator, additional reflector and supporting elements is about 12% of all energy and is concentrated as in near and far-field zones of the sideward radiation. The scattered energy due to the reflector roughness is uniformly distributed in near and far-field zones.

The components of the antenna sideward radiation have different phases. As a result, the antenna pattern has no clear periodical structure, and width and level of sidelobes vary considerably. If the sideward radiation is nearly monotonous within some angle range, then its phase is practically invariable in this range. The inter sidelobes depression points to the phase variation. So, for example, deep depression is the evidence of essential phase variations.

The real antenna operation is accompanied by the main lobe signal reflections from background, local objects, antenna drive mechanism, supporting elements of the system design, etc. The scattered signals considerably distort the antenna pattern and lead to apparent increasing the sideward radiation (reception) level. However, it is the apparent pattern that should be taken into account while solving the EMC problem. Let us note that retro reflected signals are mainly random and, therefore, the apparent pattern varies continuously.

The given reasons of sideward radiation lead also to depolarization of the received signals. As a rule, orthogonally polarized signal is of interest. In that case, two antenna patterns (one for co- and another for cross-polarization) should be investigated.

Measurements show that antenna patterns have clear periodical structure only for the first side and back lobes, and when there are no strong scattered signals. An example of such patterns in the case of parabolic reflector antenna is shown in Fig. 1 [2].

As was mentioned above, the sideward radiation characteristics are func-

и пространственным (угловым) изменениям. Это обстоятельство приводит к необходимости статистического описания диаграммы направленности, тем более, что в большинстве задач электронной совместимости взаимное угловое положение как систем, так и диаграмм направленности их антенн точно не определено или изменяется. В этом случае необходимо иметь такие характеристики, как средний относительный уровень бокового излучения или закон распределения его в заданном секторе углов и аналогичные характеристики для ширины лепестков; в ряде случаев необходимы данные для сигналов ортогональной поляризации.

tions of time and space (angles). This dependence is condition on necessity of statistical description of the pattern. An additional argument for such description is that the most of EMC problems do not provide for known mutual orientation of the systems and their antenna patterns. In this case we need to know such characteristics as average relative level of sideward radiation or its distribution law, and the same characteristics for lobes width (sometimes we need data for orthogonally polarized signals as well).

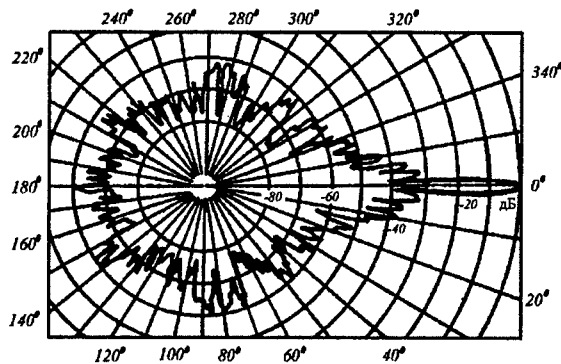


Рис. 1. Диаграмма направленности параболической зеркальной антенны. Коэффициент усиления 46 дБ на частоте 6 ГГц

Fig. 1. Directional pattern of parabolic reflector-type antenna with 46 dB amplification factor at 6 GHz

Приведем полученные нами данные для некоторых антенн, установленных на реальных позициях.

На рис. 2 приведена запись прямого сигнала, принимаемого на морской трассе на расстоянии 430 км при круговом сканировании передающей параболической антенны метрового диапазона с горизонтальной поляризацией. Период сканирования антенны составлял 28 сек, ширина диаграммы направленности в горизонтальной плоскости 4° , в вертикальной 22° . Измерения проводились при приеме на вибраторную антенну. В каждом сеансе регистрировалось до 250 диаграмм передающей антенны с записью сигнала основной поляризации. Обработка результатов измерений сводилась к построению гистограмм максимальных уровней сигнала основного и боковых лепестков диаграмм направленности. На рис. 3 представлены гистограммы одного из таких сеансов.

Now we present the data obtained for some antennas operating in field conditions.

Fig. 2 shows an example of direct signal recording received on sea path (430 km) in the case of round scanning of transmitting parabolic VHF antenna with horizontal polarization (the scanning period is 28 s; the main lobe width are 4° and 22° in the horizontal and vertical plane, correspondingly. The measurements were done with dipole as the receiving antenna. 250 patterns of the transmitting antenna with co-polarized signal were recorded during every session. Histograms of maximum level of the main and sidelobes of the patterns were calculated during the results processing. Fig. 3 shows an example of histograms obtained in the course of one of the sessions.

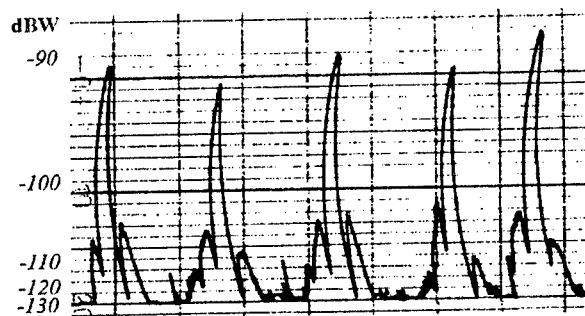


Рис. 2. Пример последовательной записи диаграмм направленности параболической антенны на дальности 430 км
Fig. 2. Example of consecutive recording of directional patterns of parabolic antenna at 430 km distance

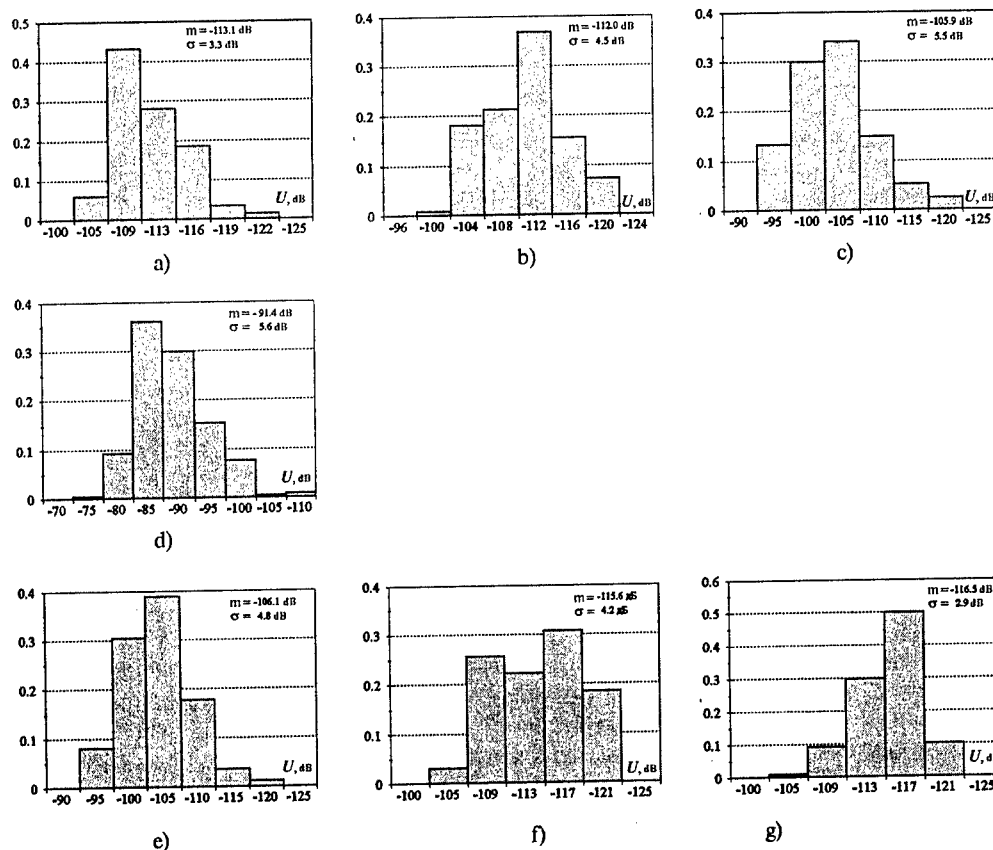


Рис. 3. Гистограммы максимального уровня (U) лепестков диаграммы направленности параболической антенны на дальности 430 км: а), б), в) - три левых боковых лепестка; д) - главный лепесток; е), ф), г) - три правых боковых лепестка
Fig. 3. Histograms of maximum level (U) of parabolic antenna lobes at 430 km distance: left sidelobes (a), (b), (c); main lobe (d); right sidelobes (e), (f), (g)

Аналогичные данные были получены в 10-см диапазоне волн на морской трассе протя-

The similar data have been obtained in 10-cm wavelength band over the sea path

женностью 495 км. Передатчик имел сканирующую по азимуту антенну с вертикальной поляризацией. Скорость сканирования 36 град/с, ширина диаграммы направленности в горизонтальной плоскости $0,75^\circ$, в вертикальной -2° . Уровень сигнала горизонтальной поляризации в максимуме основного лепестка не превышал -30 дБ от сигнала на основной поляризации. Прием осуществлялся на неподвижную параболическую симметричную антенну диаметром 2,5 м, имеющую поляризационный расщепитель сигналов. Образцы записи таких сигналов приведены на рис. 4.

495 km long. The transmitting antenna was vertically polarized azimuthally scanning antenna. The scanning speed was 36° per sec, and the main lobe width was $0,75^\circ$ and 2° in the horizontal and vertical plane, correspondingly. The level of horizontally polarized signal in the main lobe maximum was -30 dB relatively the vertically polarized signal. Stable symmetrical parabolic antenna (2,5 m diameter) used for signals reception had polarization splitter. Some examples of the recordings are shown in Fig. 4.

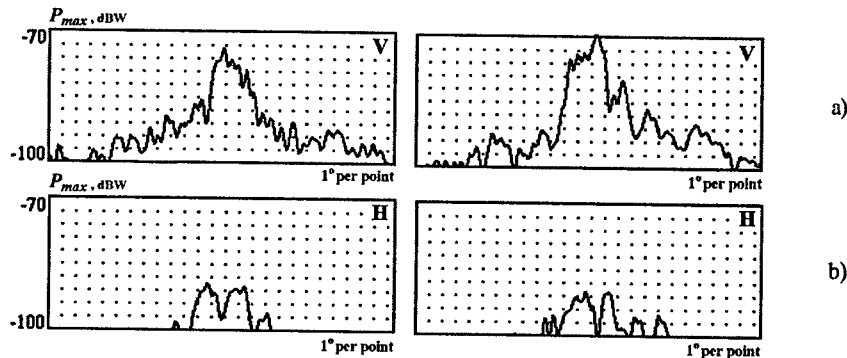


Рис. 4. Образцы принимаемого сигнала сканирующего источника 10-см диапазона на морской трассе длиной 495 км: а) вертикальная поляризация, б) горизонтальная поляризация

Fig. 4. Examples of received signals from S-band scanning source at 495 km sea path: a) vertical polarization, b) horizontal polarization

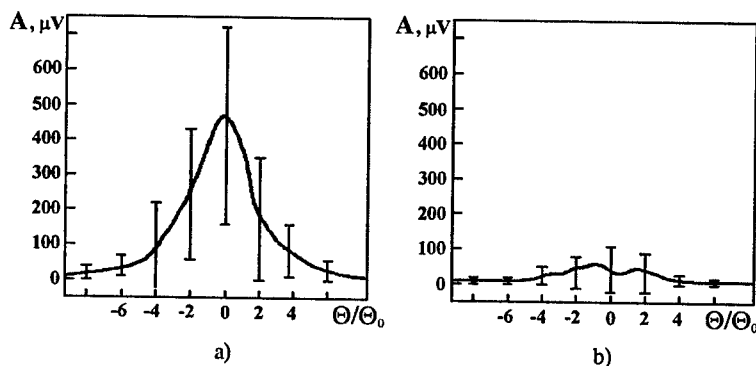


Рис. 5. Усредненная зависимость уровня сигналов от угла отворота передающей антенны: а) сигнал основной (вертикальной) поляризации и его среднеквадратическое отклонение; б) то же для сигнала кросс-поляризации

Fig. 5. Averaged received signals level versus azimuth deviation of transmitting antenna: a) main (V-polarized) signal and its standard deviation, b) the same for cross-polarized signal

На рис. 5 приведены усредненные за суточный сеанс измерений диаграммы направ-

Fig. 5 shows 24 hours averaged patterns of the transmitting antenna and standard

ленности передающей антенны и среднеквадратические отклонения уровня в различных точках диаграммы. Средняя ширина главного лепестка на основной поляризации составила $0,83^\circ$ со среднеквадратическим отклонением $0,39^\circ$; на ортогональной поляризации — соответственно $1,43^\circ$ и $0,98^\circ$.

Анализ экспериментальных диаграмм, полученных нами и заимствованных из литературы (более 40 однозеркальных параболических антенн с усилением 30–50 дБ для основной поляризации), показал, что уровень бокового излучения для произвольного направления изменяется от $+(15-10)$ дБ до $-(40-50)$ дБ относительно изотропного излучателя. Вероятность уровня ниже, чем у изотропного излучателя, составляет 0,91; с вероятностью 0,5 уровень не превышает -18 дБ. Ширина боковых лепестков может как превышать ширину основного лепестка, так и быть много уже его.

Полученные результаты позволяют оценить уровень излучения (приема) сигнала основной поляризации, а также уровень сигнала ортогональной поляризации в секторе бокового излучения антенны.

Литература

- [1] Б.Е. Кинбер. О боковом излучении зеркальных антенн. Радиотехника и электроника, 1961, № 4
- [2] Связь на сверхвысоких частотах. М.: Связь, 1967

deviations of the signal level for different points of the pattern. The average width of the main lobe is $0,83^\circ$ (with $0,39^\circ$ standard deviation) and $1,43^\circ$ ($0,98^\circ$) for co- and cross-polarized signals, correspondingly.

Analysis of our experimental patterns and found in literature (more than 40 single-dish parabolic antennas with 30–50 dB gain for the main polarization) has shown that level of the sideward radiation in arbitrary direction varies from $(15 \div 10)$ to $-(40 \div 50)$ dB relative an isotropic radiator. The probability of the level to be less than for an isotropic radiator is 0,91; the sidelobes level is less than -18 dB with 0,5 probability. The sidelobes width can be as wider and much more narrow than the main lobe.

The given results allow to estimate level of radiation (reception) of the co-polarized signal as well as the cross-polarized signal level in the angular domain of antenna's sideward radiation.

References

- [1] B.E. Kinber. On sideward radiation of reflector-type antennas. // Radioelectronika and elektronika, 1961, No 4 (*in Russian*)
- [2] Microwave communications. Moscow: Svjaz Publ., 1967

Оценка точности измерения интенсивности дождя радиолокационными способами

Н.Н. Бадулин, С.В. Матвеев

Сургутский государственный университет
626400, Сургут, Тюменской обл.,
ул. Энергетиков, 14
E-mail: bnn@mail.ru

Анализируется точность измерения интенсивности дождя радиолокационными способами при использовании в качестве измеряемого параметра радиолокационной отражаемости. Показаны причины возникновения погрешности измерений и получены ее возможные численные значения

К числу метеорологических параметров, представляющих значительный практический интерес, относится интенсивность осадков.

Для жидких осадков интенсивность определяется соотношением [1]

$$I = 6\pi \cdot 10^{-4} \int_{d_{\min}}^{d_{\max}} \rho(d_e) d_e^3 V(d_e) d(d_e). \quad (1)$$

Здесь $\rho(d_e)$, $\text{мм}^{-1} \cdot \text{м}^{-3}$ — функция распределения частиц осадков в единице объема воздуха по эквивалентным диаметрам, $V(d_e)$ — скорость падения частиц в зависимости от эквивалентного диаметра, d_{\min} и d_{\max} — минимальный и максимальный диаметры частиц, I — интенсивность осадков в мм/ч .

За счет воздействия аэродинамических сил форма падающей в воздухе капли воды отличается от сферической. Для интенсивности осадков определяющим является объем падающих капель, а не их форма. Поэтому в (1) фигурирует параметр d_e — диаметр эквивалентной по объему сферической частицы.

Основным параметром, несущим информацию об осадках при радиолокационном зондировании, является радиолокационная отражаемость Z , $\text{мм}^6/\text{м}^3$ [1]

$$Z = \int_{d_{\min}}^{d_{\max}} \rho(d_e) d_e^6 d(d_e). \quad (2)$$

Функциональная связь между радиолокационной отражаемостью и интенсивностью

Accuracy Estimation of Rain Intensity Measurement by Radar Techniques

N.N. Badulin, S.V. Matveenko

Surgut State University
Energetikov Str. 14, Surgut, 626400
E-mail: bnn@mail.ru

Accuracy of rain intensity measurements with using radar techniques, when the radar reflectivity was measured, is analyzed in the paper. Sources of errors are shown and possible error values are estimated

Precipitations intensity is one of important meteorological parameters of great interest in practice.

In the case of liquid precipitations the intensity is described as [1]

Here $\rho(d_e)$, $\text{mm}^{-1} \cdot \text{m}^{-3}$ is the function of precipitation particles distribution in unit air volume, d_e is the equivalent diameter, $V(d_e)$ is the particles fall velocity, d_{\min} and d_{\max} are maximum and minimum particle diameters, I is the precipitation intensity, mm/hour .

The form of a falling water drop in air differ from fully spherical being influenced by aerodynamic forces. For precipitation intensity, volume of the falling drops is more important parameter than their form. Therefore, in (1) we use equivalent (to the volume) spherical particle diameter d_e .

The main informative parameter in the case of radar sounding is the radar reflectivity Z , mm^6/m^3 [1]

Dependence between the radar reflectivity and rain intensity can be found only

дождя может быть установлена только при известных $\rho(d_e)$ и $V(d_e)$ if $\rho(d_e)$ and $V(d_e)$ are known.

Наиболее простое выражение для $V(d_e)$ анализируется в [2] и имеет вид The simplest expression for $V(d_e)$ was analyzed in [2] and looks like

$$V(d_e) = 4.1d_e^{0.5}. \quad (3)$$

Поскольку основной вклад в радиолокационную отражаемость и в интенсивность осадков дает крупнокапельная часть спектра размеров капель [3], можно учитывать только ниспадающую часть спектра, аппроксимируя ее экспонентой, являющейся частным случаем гамма-распределения. Это распределение известно в радиолокационной метеорологии как распределение Маршалла-Пальмера

As the main contribution in the radar reflectivity and precipitation intensity is determined by large drops part of the particle dimensions spectrum [3], we can take into account only drooping part of the spectrum, approximating it with an exponent as a particular case of the γ -distribution, which is known in meteorology as the Marshall-Palmer distribution

$$p(d_e) = N\lambda e^{-\lambda d_e}. \quad (4)$$

Здесь N и λ — параметры распределения. N имеет смысл концентрации капель, а λ определяет ширину спектра.

Here N and λ are the distribution parameters, which characterizes the drops concentration and the spectrum width.

Используя соотношения (1), (2), (3), (4), можно получить

Using expressions (1) to (4) we can derive

$$Z = 720N \frac{1}{\lambda^6}, \quad (5)$$

$$I = 9 \cdot 10^{-2} N \frac{1}{\lambda^{3.5}}. \quad (6)$$

Видно, что интенсивность осадков и радиолокационная отражаемость определяются параметрами спектра размеров капель N и λ .

Apparently, the intensity and radar reflectivity depend on parameters N и λ of the drop size spectrum.

На зависимостях типа (5), (6) основаны существующие способы измерения интенсивности осадков по их РЛ отражаемости. При этом один из параметров задается произвольно, из системы уравнений (5), (6) исключается второй параметр, и полученная таким образом зависимость $Z(I)$ служит основой для измерений. Произвол в задании одного из параметров приводит к большим погрешностям измерений [4]. Справедливость этого утверждения следует из анализа соотношений (5), (6). Действительно, подставляя (6) в (5), можно получить

The existing measurement methods of the precipitation intensity by the radar reflectivity are based on (5) and (6). In this case, one of the parameters is choosen arbitrary, then the second parameter is excluded from equations set (5), (6). The dependence $Z(I)$ obtained is the basis for measurements. It is clear that the arbitrary choice of one of the parameters leads to large measurement errors [4]. It follows from analysis of (5), (6). In fact, substituting (6) into (5) gives

$$Z = \frac{216 \cdot 10^2}{N^{0.42}} \cdot I^{1.71}. \quad (7)$$

Из (7) следует, что без дополнительной информации о параметре N (или λ) невозможно установить точную функциональную связь между радиолокационной отражаемостью осадков Z и их интенсивностью I .

It follows from (7) that it is impossible to find correct functional relation between the radar reflectivity Z and precipitations intensity I without additional information about parameter N (or λ).

На практике при измерении интенсивности осадков РЛ способом пользуются эмпирическими соотношениями, близкими к (7) [1].

При исследовании погрешности вычисления интенсивности дождя при произвольном задании зависимости параметра $\lambda(I)$ нами были построены кривые, изображенные на рис. 1. Разброс максимальных погрешностей очень велик — самая маленькая погрешность $\delta_{4I \max} = 50\%$ для $\lambda_4(I)$, а самая большая $\delta_{1I \max} = 400\%$ для $\lambda_1(I)$.

In practice, empirical relations close to (7) are used [1] while measuring precipitations intensity by the radar method.

In order to evaluate errors in the intensity calculations arising from arbitrary choice of $\lambda(I)$ dependences, we have drawn curves shown in Fig. 1. Dispersion of maximum errors is too large. The smallest error is $\delta_{4I \max} = 50\%$ for $\lambda_4(I)$, and the largest is $\delta_{1I \max} = 400\%$ for $\lambda_1(I)$.

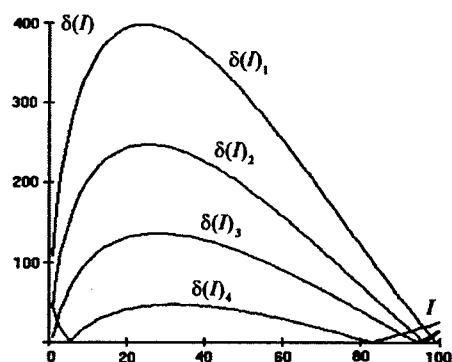


Рис. 1. Зависимость значения погрешности δ от интенсивности I

Fig. 1. Dependence of error δ versus intensity I

Из полученных результатов следует, что при использовании эмпирического соотношения для оценки интенсивности дождя по измеренной радиолокационной отражаемости погрешности могут быть очень большими.

Для уменьшения максимальной погрешности необходимо один из параметров спектра размеров капель получать непосредственно, путем его измерения для каждого дождя одновременно с измерением Z . Тогда система уравнений (5), (6) однозначно решается относительно Z , I и измеряемого параметра и погрешность существенно уменьшается.

Для получения дополнительной информации о спектре размеров капель при радиолокационном зондировании метеообразований могут быть использованы поляризационные измерения [5]. Чаще всего измеряемым поляризационным параметром является отношение уровней эхосигналов при вертикальной и горизонтальной поляризациях излучения, так называемая дифференциальная радиолокационная отражаемость. При этом допускают, что все капли ориентированы строго горизонтально, т.е. α — угол между ортом поляризационного базиса и проекцией большей полуоси эллипсоида на плоскость базиса

It follows from the results obtained that errors can be very large when the empirical relation is used to estimate the rain intensity with using the measured radar reflectivity.

In order to decrease the maximum error, one of the drop size spectrum parameters should be measured for every rain measurement directly and simultaneously with measuring Z . In such a case, the equations set (5), (6) can be unambiguously solved relatively to Z , I and measured parameter, so that the error decreases essentially.

Polarization measurements may be used for extracting additional information on the drop size spectrum [5]. The most often measured polarization parameter is the ratio of vertically and horizontally polarizes echo-signals (so called differential radar reflectivity). In this case, one can suppose that all drops are horizontally oriented, i.e. α (angle between the polarization basis orth and projection of the large ellipsoid semiaxis on the basis plane) is equal 90° . It also leads to some error in the measurements. We estimated

равен 90° . Поэтому в процесс измерения вносится некоторая погрешность. Нами была произведена оценка погрешности измерения интенсивности дождя методом поляриметрии для различных дисперсий углов α .

Для оценки погрешности выбираем интервал возможных значений d — диаметров капель, равный 0,3 ... 6,0 мм, и разбиваем его на несколько элементарных интервалов, в каждом из которых находим эквивалентный диаметр. Далее, задаемся каким либо значением N и соответствующим значением I . Используя (6), рассчитываем параметр λ и для каждого элементарного интервала определяем плотность вероятности распределения капель по размерам в соответствии с (4).

Для дальнейшего анализа была использована компьютерная программа — численная модель РЛ канала, разработанная авторами. Основной задачей, которую преследовали авторы при ее создании, являлось создание инструмента, с помощью которого можно моделировать такие реальные ситуации, как радиолокационное зондирование метеообразований, морской и земной поверхности, групповых целей, целей, соизмеримых с элементом пространственного разрешения локатора, и т.д.

График зависимости вычисленной величины относительной среднеквадратической погрешности измерения интенсивности дождя (D) от среднеквадратического отклонения углов α показан на рис. 2.

an error of the rain intensity in measurements with using the polarimetric technique for different dispersions of α angle.

To estimate the error, we choose the interval of possible drop diameters d (0,3 to 6,6 mm), and divide it into several elementary intervals; then for each intervals we found the equivalent drop diameter. Further, we assign specific values of N and I . Using (6), we calculate parameter λ and determine drops distribution density by size in accordance to (4) for each elementary interval.

For the following analysis, a PC software (numerical model of a radar channel) was developed by the authors. The main purpose of the authors' software was to create a tool which could simulate such real scenarios as radar sounding of weather objects, sea and land surfaces, multiple target, targets comparable with radar resolution cell and so on.

Figure 2 shows the dependence of the calculated relative standard error of the rain intensity (D) estimate on standard deviation of α angle.

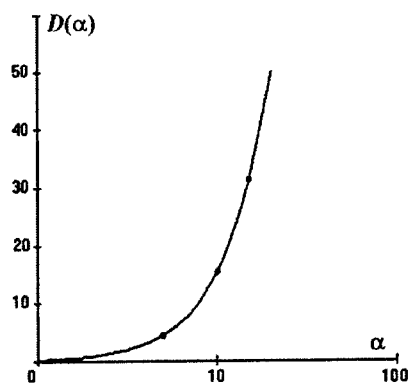


Рис. 2. График зависимости относительной погрешности D , % от среднеквадратического отклонения углов α

Fig. 2. Dependence of ratio error D , % versus standard deviation of α angles

В результате проведенного исследования показано, что пренебрежение хаотичностью ориентации капель, может приводить к ошибкам в

The given investigations have shown that neglecting the chaotic character of drops orientation may lead to errors of

измерении интенсивности дождя. Однако возможная погрешность в данном случае значительно меньше, чем при использовании РЛ способа без привлечения поляриметрии.

Для сравнения погрешности измерения дождя радиолокационным методом и методами с привлечением поляриметрии, нами было использовано численное моделирование. Используя распределение капель по размерам, близкое к реальному, необходимо по (1) и (2) определить, соответственно, «истинную» интенсивность дождя и «истинную» РЛ отражаемость λ .

Сравним полученное значение интенсивности с наиболее часто используемым эмпирическим соотношением для расчета I по измеренной Z

$$Z = 200 \cdot I^{1.6}. \quad (8)$$

В данном случае погрешность вычисления интенсивности дождя составляет 60-80% (в зависимости от вида распределения).

Теперь рассчитаем интенсивность дождя с привлечением поляриметрии. Для этого необходимо пересчитать выбранный спектр распределения с учетом эллипсоидности капель (в качестве исходного размера выбираем вертикальный размер капель). Используя полученный спектр, рассчитываем радиолокационную отражаемость по (2) и фактор формы

$$\rho = Z_v / Z_H. \quad (9)$$

В наших ранних исследованиях показано, что интенсивность дождя (с аппроксимацией спектра размеров распределением Маршалла-Пальмера) можно определить по формуле

$$I = \frac{1.55 \cdot 10^{-5}}{(1.03 - \rho)^{2.5}} \cdot Z. \quad (10)$$

Погрешность вычисления в данном случае не превышает 30-40%, в зависимости от вида распределения.

Таким образом, в докладе нами проанализированы основные источники погрешностей при измерении интенсивности дождя. Показано, что методы измерения с привлечением поляриметрии позволяют существенно снизить величину этих погрешностей.

the rain intensity measurement. However, the possible error in the given case is much smaller than in the measurements without using polarimetry.

In order to compare errors arising in the rain measurements using the radar method and polarimetric methods, we have made numerical simulation. Using a drops size distribution close to real one, it is necessary to calculate «true» rain intensity and «true» radar reflectivity λ by (1) and (2), correspondingly.

Let us compare the calculated intensity with the empirical relation, which is most often used for calculation of I value by measured Z

In the given case, the error of the rain intensity calculation is 60-80% (depending on the distribution kind).

Now, let us calculate the rain intensity with using polarimetry. For this purpose we need recalculate the chosen spectrum of distribution considering the ellipsoid form of drops (as the initial size we use the drops vertical dimension). Using the spectrum obtained, we calculate the radar reflectivity (2) and the form factor

In our earlier investigations it was shown that the rain intensity (when the drop size spectrum is approximated by Marshall-Palmer distribution) can be found as

In this case, the calculations error does not exceed 30-40%, depending on the distribution kind.

Thus, the main sources of errors of the rain intensity measurements have been analyzed in the paper. It is shown that the methods using polarimetry allow to essentially decrease the errors.

Литература

- [1] Степаненко В.Д. Радиолокация в метеорологии. - Л.: Гидрометеиздат, 1973, 343 с.

References

- [1] Stepanenko V.D. Radar in meteorology. - Leningrad: Hydrometeoizdat Publ., 1973. (in Russian)

- [2] Литвинов И.В. Структура атмосферных осадков. - Л.: Гидрометеиздат, 1974, 154 с.
- [2] Litvinov I.V. Structure of atmospheric precipitations.- Leningrad.: Hydrometeoizdat Publ., 1974 (*in Russian*)
- [3] Сальман Е.М. Роль крупных частиц в образовании радиоэха // Труды ГГО, Ленинград, вып. 281, стр. 8-13
- [3] Salman E.M. Role of large particles in radio-echo formation. // Trudy GGO, Leningrad, iss. 281, pp. 8-13 (*in Russian*)
- [4] Боровиков А.М. и др. Радиолокационное измерение осадков. - Л.: Гидрометеиздат, 1967, 140 с.
- [4] Borovikov A.M. and et al. Radar measurements of precipitations. - Leningrad: Hydrometeoizdat Publ., 1967 (*in Russian*)
- [5] А.С. СССР № 1128211. Способ измерения интенсивности дождя и устройство для его реализации / Авт. Бадулин Н.Н., Кульшенева Е.Б., Татаринов В.Н. Заявл. 21.02.83. Опубл. 07.12.84. Бюл. изобр. N 45, 1984
- [5] Inventors Certificate USSR No 1128211. A method of the rain intensity measurement and device for its implementation. Badulin N.N., Kulsheneva E.B., Tatarinov V.N. Appl. on 21.02.83, Publ. on 07.12.84. Bulletin of inventions, No. 45, 1984 (*in Russian*)

**Повышение отношения сигнал/шум
за счет адаптивного управления
поляризацией коротких радиоволн
при передаче дискретных сообщений**

**Г.Я. Шайдуров, В.Н. Тяпкин,
В.А. Леусенко, Е.В. Сомов, А.Н. Юрковец**

Красноярский государственный технический
университет
660074, Красноярск, ул. Киренского, 26
E-mail: rts@kgtu.runnet.ru

**Increase of S/N Ratio Due to
Adaptive Control of HF Waves
Polarization Under Transmitting
Discrete Information**

**G.Ya. Shajdurov, V.N. Tjapkin, V.A.
Leusenko, E.V. Somov, A.N. Yurkovets**

Krasnoyarsk State Technical
University
Kirensky Str. 26, 660074, Krasnoyarsk
E-mail: rts@kgtu.runnet.ru

Характерным для коротковолнового (КВ) радиоканала является многолучевая интерференция, которая приводит к глубоким замираниям сигналов, снижая отношение сигнал/шум и, следовательно, достоверность передачи сообщений. Частным случаем интерференционных замираний сигналов являются поляризационные замирания [1] причина которых заключается в повороте плоскости поляризации волны при ее распространении в анизотропной, неоднородной среде в направлении силовых линий магнитного поля Земли. Поляризационные замирания наблюдаются реже интерференционных (в 10...15% всех случаев [2]), однако их учет при организации связи имеет явно выраженную практическую направленность.

Рассмотрим изменение поляризации излучаемой волны в нестационарной диспергирующей анизотропной среде. Известно [3-6], что вращение плоскости поляризации радиоволн в ионосфере обусловлено их магнитоионным расщеплением на обыкновенную I_1 и необыкновенную I_2 компоненты, в общем случае с эллиптической поляризацией. Скорость вращения главной оси эллипса поляризации пространственной волны зависит от угла между траекторией радиолуча и вектором напряженности геомагнитного поля, от рабочей частоты и от распределения электронной концентрации в ионосфере. Угол поворота плоскости поляризации принимаемых радиоволн прямо пропорционален разности фазовых путей обыкновенного и необыкновенного лучей. Для траектории индивидуального мода и при почти одинаковых затуханиях магнитоионных компонент в ионосфере изменение поляризации во времени приводит к чередо-

The multipath interference is typical for short wave (HF) radio channel, and it leads to deep signal fadings that reduces the signal-to-noise (SN) ratio and, hence, the reliability of information transfer. Polarization (Faraday) fadings [1] are specific case of the interference signals fading. The reason of this effect consists in rotation of EM wave polarization plane during its propagation through anisotropic non-uniform medium along the Earth magnetic field lines. The polarization fadings are less observed than the interference fadings (10...15% of all cases [2]), however their account in communications systems is of large importance.

Let us consider changes of radiated wave polarization in non-stationary dispersive anisotropic medium. It is known [3-6] that rotation of radio waves polarization plane in ionosphere is caused by their magnetoionic splitting into ordinary I_1 and extraordinary I_2 components, generally with elliptical polarization. The rotation velocity of the main axis of spatial wave's polarization ellipse depends on angle between radiobeam path and vector of geomagnetic field strength, operation frequency and distribution of electron concentration in the ionosphere. The rotation angle of the polarization plane of received radiowaves is directly proportional to difference of phase trajectories of the ordinary and extraordinary beams. For individual mode path and almost equal attenuations of the magnetoionic compo-

ванию максимумов и минимумов уровня сигнала, которые определяются величиной угла между вектором напряженности электрического поля, наводимого в приемной антенне, и поляризацией приходящего радиосигнала. Глубина минимумов принимаемого сигнала зависит от степени линейности поляризации приходящих радиоволн. Это является следствием того, что сумма радиоволн с круговой поляризацией и с почти одинаковыми амплитудами образует волны с поляризацией, близкой к линейной.

Интенсивность результирующего сигнала может быть определена в виде [3]

$$I = I_1 + I_2 + 2\sqrt{I_1 \cdot I_2} \cdot \cos \varphi, \quad (1)$$

где $\varphi = \frac{\omega}{c} \int (n_2 - n_1) ds$ — разность фазовых путей обыкновенной и необыкновенной волн. В случае, когда плазменная частота $\omega_N^2 \ll \omega$, вариации разности фазовых путей определяются соотношением [4]

$$\Delta\varphi \approx 2 \cdot 10^4 \cdot \left(\frac{\Delta N \cdot \tilde{Z} + \tilde{N} \cdot \Delta Z}{f^2} \right) \approx 2 \cdot 10^4 \cdot \frac{\tilde{N}}{f^2} \cdot \left(\frac{\Delta N}{N} \cdot \tilde{Z} + \Delta Z \cdot \frac{\tilde{N}}{N} \right), \quad (2)$$

где \tilde{Z} — длина пути, проходимого волной в ионосфере, $\tilde{N} = N(\Delta Z)$.

Если учесть, что длина пути в ионосферном слое составляет $\tilde{Z} = 1000$ км, рабочая частота $f \approx 15$ МГц, $\tilde{N} \approx 2 \cdot 10^4$ см⁻³, то флуктуации фазы волны определяются соотношением [3]

$$\Delta\varphi \approx 2 \cdot 10^2 \cdot \frac{\Delta N}{N}. \quad (3)$$

Медленные замирания КВ сигналов обусловлены поляризационными замираниями коротких волн при дифракции на крупномасштабных неоднородностях среды и в результате медленных вариаций высоты отражения волн. Например, если $\tilde{Z} \approx 100$ км и $\Delta N/N \geq 2 \cdot 10^{-2}$ или $\Delta Z \approx 1$ км и $N(\Delta Z) \approx 10^5$ см⁻³, то, используя (2), получим $\Delta\varphi \geq 1$. Следовательно, будут наблюдаться медленные вариации принимаемых сигналов с характерной длительностью порядка $\tau \approx 10$ мин.

Анализ экспериментальных исследований на трассах наклонного зондирования Боузмэн-Стенфорд и Лоббок-Стенфорд [6] показывает, что в дневные часы средняя «временная скорость» вращения плоскости поляризации на обеих трассах для трех исследуемых час-

нентов в ионосфере, the polarization change in time leads to alternation of signal maxima and minima, which depend on field vector \vec{E} induced in the receiving antenna and polarization of incident radio signal. The minima depth of the received signal depends on polarization linearity degree of received radio waves. It is a result of the fact that sum of circularly polarized radiowaves with almost equal amplitudes form the waves which polarization is close to linear.

The resulting signal intensity can be written as [3]

where $\varphi = \frac{\omega}{c} \int (n_2 - n_1) ds$ is difference of phase trajectories of ordinary and extraordinary waves. When the plasma frequency $\omega_N^2 \ll \omega$, these variations are defined by relation [4]

where \tilde{Z} is the wave's ionospheric path length, $\tilde{N} = N(\Delta Z)$.

If the path length in an ionospheric layer equals $\tilde{Z} = 1000$ km, operation frequency $f \approx 15$ MHz, $\tilde{N} \approx 2 \cdot 10^4$ cm⁻³, the phase fluctuations are defined as [3]

The slow fadings of HF signals are caused by polarization fading of short waves diffracting on large-scale medium inhomogeneities and by slow variations of the waves reflection height. If $\tilde{Z} \approx 100$ km and $\Delta N/N \geq 2 \cdot 10^{-2}$, or $\Delta Z \approx 1$ km and $N(\Delta Z) \approx 10^5$ cm⁻³, then we get $\Delta\varphi \geq 1$ by using (2). Hence, the slow variations of received signals will be observed with typical duration of order $\tau \approx 10$ min.

Analysis of the experimental investigations on slope paths "Bousmen-Stanford" and "Lobbok-Stanford" [6] shows that in the afternoon average "time velocity" of the polarization plane rotation on both paths for three operation frequencies is

тот составляет порядка один минимум за 2 минуты. В ночные часы средняя «временная скорость» вращения плоскости поляризации составляет один минимум за 10 минут. При наблюдении сигналов непрерывного излучения установлено, что в дневное время «временная скорость» поворота плоскости поляризации меняется в пределах 0,33...1,25 оборотов в минуту [6]. Ночью зависимость поворота плоскости поляризации от частоты выше, чем днем, в 1-4 раза.

Следует отметить [7, 8], что поляризация радиоволн, отраженных от реальной ионосферы, неустойчива. Классическая магнитоионная теория [4], справедливая при распространении радиоволн в однородной среде, не объясняет эффекты деполяризации при отражении от ионосферы с неоднородностями электронной концентрации. В [7] показана возможность представления исследуемого поля в виде суммы среднего поля, а также поляризованного («p») и неполяризованного («np») шумов, обусловленных рассеянием,

about the one minimum per two minutes. At night, the average "time velocity" of the rotation equals to one minimum in 10 minutes. While observing CW signals, it was found that in the afternoon the "time velocity" varies from 0,33 to 1,25 revo [6]. At night, the rotation dependence on frequency is 1-4 times higher than in the afternoon.

It should be noted [7, 8] that polarization of radiowaves reflected from real ionosphere is unstable. The classic magnetoionic theory [4] is valid for wave propagation in homogeneous medium, and does not explain the effects of waves depolarization reflected from ionosphere with inhomogeneities of electron concentration. In [7], an opportunity for the field to be presented as a sum of average field and polarized ("p") and non-polarized ("np") noises caused by scattering is shown

$$E = \langle E \rangle + \zeta^p + \zeta^{np}. \quad (4)$$

Поляризация первых двух членов в правой части (4) одинакова, так как деполяризация при рассеянии на крупных ($l \gg \lambda$) неоднородностях мала. Следовательно, основная часть рассеянной волны обладает той же поляризацией, что и среднее поле. Коэффициент деполяризации волны, равный отношению энергии неполяризованной компоненты к энергии всей волны, имеет вид [7]

Polarizations of the first two terms in the right side (4) are equal, since the depolarization while scattering on large ($l \gg \lambda$) inhomogeneities is small. Hence, the main part of the scattered wave has the same polarization as the average field. The depolarization factor of the wave takes the form [7]

$$d = \frac{(\lambda/l)^4}{2\pi^4 \langle \epsilon \rangle^2 B^2} \cdot \left\{ 1 + 4 \left(\frac{I_m P_0}{1 + |P_0|^2} \right)^2 \right\}. \quad (5)$$

Здесь параметры

Here parameters

$$\lambda, l, \langle \epsilon \rangle, \beta^2 = \langle E \rangle^2 / \langle |\zeta|^2 \rangle, P_0 = \langle E_y \rangle / \langle E_x \rangle$$

— это длина волны, размеры неоднородности, среднее значение диэлектрической проницаемости, характеристика возмущенности рассеянного сигнала и фазор среднего поля, соответственно. При этом $1/\beta^2 \approx C$, где

are wavelength, inhomogeneity size, mean permittivity, perturbation characteristic of the scattered signal, and phasor of the average field. Moreover, $1/\beta^2 \approx C$, where

$$C = \pi^2 \sqrt{\frac{\langle \epsilon_1 \rangle^2 \cdot l \cdot z}{\langle \epsilon \rangle \cdot \lambda^2}}. \quad (6)$$

Анализ выражения (6) показывает, что интенсивность основной части рассеянного поля, определяемого как $1/\beta^2$, изменяется обратно пропорционально среднему значению диэлектрической проницаемости $\langle \epsilon \rangle$.

The analysis of (6) shows that intensity of main part of the scattered field ($1/\beta^2$) changes inversely to mean permittivity $\langle \epsilon \rangle$. Thus, the depolarization d (5) varies inversely to $\langle \epsilon \rangle^2$. On the basis

При этом деполяризация d (5) меняется обратно пропорционально $\langle \epsilon \rangle^2$. На основании проведенного анализа можно сделать вывод, что за деполяризацию отраженной от ионосферы волны ответственна область, примыкающая к уровню отражения. Толщина этой области должна быть существенно меньше, чем, например, при флуктуациях фазы. Следует обратить внимание и на тот факт, что при отражении от неоднородностей ионосферы большие оси эллипсов поляризации обыкновенной и необыкновенной волн не являются взаимно перпендикулярными [7].

Адаптивное управление поляризацией падающей волны можно реализовать путем перестройки частоты излучаемого сигнала. При перестройке частоты передатчика радиостанции происходит поворот плоскости поляризации волны на угол [5]

$$\Omega = k \cdot \xi (Z_2 - Z_1),$$

где $k=2\pi f/c$ — волновое число, c — скорость света, $\Delta Z = Z_2 - Z_1$ — длина пути, проходимого волной в ионосфере, $\xi=0.5(n_1-n_2)$, $n_{1,2}$ — коэффициент преломления обыкновенной и необыкновенной волны, соответственно. В данном случае

$$n_{1,2}^2 = 1 - \frac{\omega^2 N}{\omega^2} \cdot \frac{1}{1 + \omega_L / \omega},$$

где

$$\omega_N^2 = \frac{e^2 N}{m \epsilon_0}, \quad \omega_L = \frac{|e| \cdot \mu_0}{m} \cdot H_{OL},$$

$e = -1,6 \cdot 10^{-19}$ Кл — заряд электрона, $m = 9,1 \cdot 10^{-31}$ — масса электрона, $\epsilon_0 = 1/36\pi \cdot 10^{-9}$ Ф/м — абсолютная диэлектрическая проницаемость свободного пространства, $\mu = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Г/м — абсолютная магнитная проницаемость свободного пространства, $H_{OL} \approx 0...40$ А/м — модульное значение продольной составляющей вектора напряженности магнитного поля Земли. На одноканальных трассах величина H_{OL} может быть равна нулю только на отдельном весьма малом участке трассы. Расчеты показывают, что при $\Delta Z = 1000...2000$ км, $N \approx 10^{11}...10^{12}$ м³, $H_{OL} \approx 10...12$ А/м, и при $f = 10...15$ МГц плоскость поляризации волны КВ-диапазона повернется на угол, не меньший чем $\pi/2$, при перестройке несущей частоты зондирующего сигнала примерно на 130 кГц. Для конкретной трассы данный диапазон перестройки частоты будет значительно меньше.

of the niven analysis, it is possible to conclude that depolarization of the wave reflected from ionosphere is caused by area adjoining to the reflection level. The area thickness should be much less than, for example, under phase fluctuations. It should be noted that reflection from ionosphere inhomogeneities leads to effect when the main axes of the polarization ellipses of ordinary and extraordinary waves are not perpendicular [7].

An adaptive polarization control of the incident wave can be realized by frequency adjustment of sounding signal. While adjusting the frequency of broadcasting station transmitter, there is the polarization plane rotation at the angle [5]

where $k=2\pi f/c$ is wave number, c is light speed, $\Delta Z = Z_2 - Z_1$ is ionospheric path length, $\xi=0.5(n_1-n_2)$, $n_{1,2}$ is the refraction index of ordinary and extraordinary waves. In this case

$e = -1,6 \cdot 10^{-19}$ Kl and $m = 9,1 \cdot 10^{-31}$ are charge and mass of electron, $\epsilon_0 = 1/36\pi \cdot 10^{-9}$ F/m is the absolute permittivity of free space, $\mu = 4\pi \cdot 10^{-7}$ H/m is the absolute magnetic conductivity of free space, $H_{OL} \approx 0...40$ A/m is modulus of longitudinal component of the Earth magnetic field intensity vector. For single-jump paths, H_{OL} value can be equal to zero only on a separate small section of the path. For $\Delta Z = 1000...2000$ km, $N \approx 10^{11}...10^{12}$ m³, $H_{OL} \approx 10...12$ A/m, and $f = 10...15$ MHz, the short waves polarization plane will rotate at angle more than $\pi/2$ while adjusting the carrier frequency of the sounding signal on 130 kHz. For specific path, the given frequency range may be much less.

На рисунке показана структурная схема базовой радиостанции, реализующей адаптивное управление поляризацией КВ радиоволн.

Figure 1 shows block diagram of the base radiostation realizing the adaptive polarization control of short radiowaves.

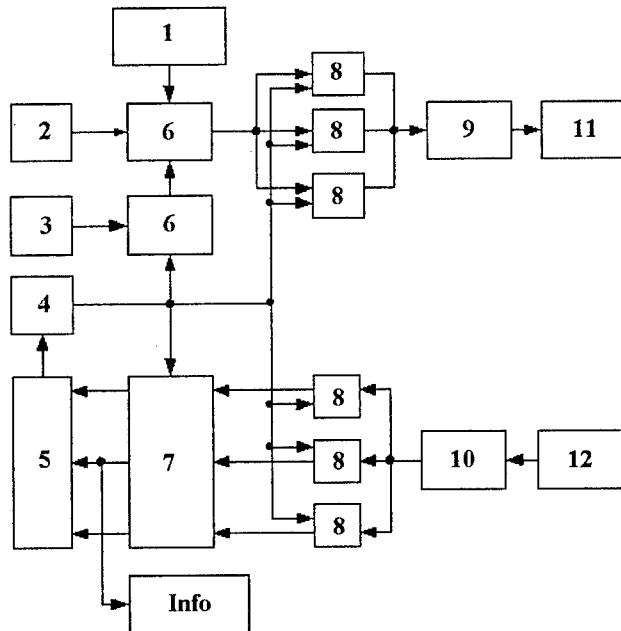


Рис. Структурная схема базовой радиостанции: 1 – источник информации, 2 – генератор ЛЧМ, 3 – задающий генератор, 4 – управляющий генератор, 5 – блок логики, 6 – смеситель, 7 – приемные блоки, 8 – фильтр, 9 – усилитель мощности, 10 – усилитель радио частоты, 11 – передающая антенна, 12 – приемная антенна, Info – данные для потребителя информации

Fig. Block diagram of base radiostation: information source (1), chirp generator (2), driving oscillator (3), control oscillator (4), logical block (5), mixer (6), receiving units (7), filter (8), power amplifier (9), RF amplifier (10), transmitting antenna (11), receiving antenna (12), user data (Info)

Принцип работы радиостанции состоит в следующем. Трехчастотный коротковолновый радиосигнал разносится тремя перестраиваемыми фильтрами на несущей частоте, усиливается, модулируется и излучается в пространство. Сигналы, прошедшие ионосферу, на трех частотах поступают на вход приемной антенны, усиливаются в усилителе радиочастоты и выделяются в трех приемных перестраиваемых фильтрах. Полосы пропускания фильтров разносятся по частоте на величину, соответствующую полупериоду изменения амплитуды принимаемых сигналов. С выхода перестраиваемых фильтров принятые сигналы поступают на вход приемных блоков. Сигнал рассогласования вырабатывается при сравнении амплитуд принятых сигналов в блоке логики. Этот сигнал формирует управляющее напряжение, которое поступает на управляемый генератор. Управляемый генератор увеличивает частоту, если напряжение рассог-

The radiostation operation principle consists in the following. Three-frequency HF radio signal is separated by three tuneable filters on the carrier frequency, then is amplified, modulated and finally radiated. The signals passed through ionosphere at three frequencies are received by antenna, amplified in RF amplifier and selected in three receiving tuneable filters. The filters' pass bands are frequency diversified corresponding to a half-cycle of amplitude changes of the received signals. The received signals at the tuneable filters output are applied to input of receiving units. As a result of comparison of the received signals' amplitudes, the error signal is produced in logic uni. This signal forms a control voltage which acts on controllable oscillator. The oscillator increases or decreases its frequency if the

ласования имеет знак «плюс», или уменьшает, если «минус». Оптимальной считается частота, при которой сигналы крайних фильтров имеют равные амплитуды при максимальной амплитуде с выхода среднего фильтра. Потребитель информации подключен к выходу среднего фильтра. Проведенная в [9] оценка положительного эффекта показывает, что предложенное устройство позволяет увеличить отношение сигнал/шум не менее чем в 2 раза, что обеспечивает снижение вероятности ошибки передачи информации в 3 раза.

Увеличение отношения С/Ш обеспечивает передачу дискретных сообщений по неустойчивому ионосферному каналу с вероятностью не хуже 10^{-6} в течение сезонно-суточного цикла.

error voltage is "positive" or "negative". The optimum frequency provides the equal amplitudes of "left" and "right" filters and maximum amplitude at the output of "mean" filter. The user receives information from "mean" filter's output. The estimate of a positive effect made in [9] shows that the suggested device allows to increase SN ratio more than twice that decreases 3 times probability of the information transfer error.

The SN ratio increase provides transfer of discrete data through unstable ionospheric channel with the probability better than 10^{-6} during season-daily cycle.

Литература

- [1] Альперт Я.Л., Гинзбург В.Л., Фейнберг Е.Л. Распространение радиоволн. - М.: Гостехиздат, 1953, 738 с.
- [2] Грудинская Г.П. Распространение радиоволн. - М.: Высшая школа, 1975, 279 с.
- [3] Алимов В.А., Ерухимов Л.М., Караванов В.С. и др. Исследование неоднородной структуры ионосферы методом наклонного зондирования // ЦИОНТ ПИК ВИНТИ, №17, стр. 102-110
- [4] Гинзбург В.Л. Распространение электромагнитных волн в плазме. - М.: Наука, 1967
- [5] Черный Ф.Б. Распространение радиоволн. - М.: Сов. Радио, 1972, 463 с.
- [6] Epstein M.R. Polarization of ionospherically propagated HF radio waves with applications to radio communication.- Radio Science, vol. 4, 1969, №1, pp. 53-67
- [7] Березин Ю.В., Гусев В.Д., Морозов Ю.В. О поляризации радиоволн, отраженных от ионосферы // Геомагнетизм и аэронавигация, 1972, № 2, стр. 237-242
- [8] Березин Ю.В., Матиясевич Н.А., Смирнов В.И. Поляризация радиоволн при частичном рассеянии // Геомагнетизм и аэронавигация, 1972, № 5, стр. 830-835
- [9] Леусенко В.А., Сомов Е.В., Юрковец А.Н. О возможности адаптивного управления поляризацией радиоволн в КВ диапазоне // Современные проблемы радиоэлектроники: Сб. научн. тр. / Под общ. ред. Сарафанова А.В. Красноярск: ИПЦ КГТУ, 2003, стр. 19-24
- [1] Alpert Ja.L., Ginzburg V.L., Feinberg E.L. Radiowaves propagation. Moscow, Gostechizdat Publ., 1953, 738 p. (in Russian)
- [2] Grudinskaja G.P. Radiowaves propagation. Moscow, Vysshaja Shkola Publ., 1975, 279 p. (in Russian)
- [3] Alimov V.A., Eruhimov L.M., Karavanov V.S., et al. Investigations of inhomogeneous ionosphere structure by method of slant sounding. TsIONT PIK VINITI, No 17, pp. 102-110 (in Russian)
- [4] Ginzburg V.L. EM waves propagation in plazma. Moscow, Nauka Publ., 1967 (in Russian)
- [5] Cherny F.B. Radiowaves propagation. Moscow, Sov. Radio Publ., 1972, 463 p. (in Russian)
- [7] Berezin Ju.V., Gusev V.D., Morozov Ju.V. On radiowaves polarization reflected from ionosphere. Geomagnetism i aeronomia, 1972, No 2, pp. 237-242 (in Russian)
- [8] Berezin Ju.V., Matijasjavich N.A., Smirnov V.I. Radiowaves polarization at partial scattering. Geomagnetism i aeronomia, 1972, No 5, pp. 830-835 (in Russian)
- [9] Leusenko V.A., Somov E.V., Jurkovets A.N. On opportunity of adaptive polarization control of radiowaves in HF-band. Trans. Modern problems of radioelectronics. Editor: Sarafanov A.V. Krasnoyarsk, IPTs KGTU, 2003, pp. 19-24 (in Russian)

**РЛ характеристики и особенности
поляризационной структуры
рассеянного ЭМ поля некоторых РЛ
целей и устройств управления
рассеянием ЭМ волн**

Г.В. Анцев, Е.Л. Капылов, В.М. Шкиль

НПП «Радар-ММС», г. Санкт-Петербург
E-mail: radar@radar-mms.com

Приведена краткая характеристика методов расчета радиолокационных характеристик типовых тел сложной геометрической формы и особенности поляризационной структуры поля, рассеянного данными телами. Проанализированы рассеивающе-поглощающие свойства изотропных и анизотропных периодических структур, а также обтекателей антенн СВЧ. Сформулированы перспективные направления исследований.

Введение

Проектирование и разработка современных радиолокационных систем (РЛС) невозможны без априорного знания радиолокационных характеристик (РЛХ) целей. Вместе с тем, при решении задач уменьшения радиолокационной заметности (УРЗ) объектов существуют потребности в управлении параметрами поля рассеяния в интересах затруднения обнаружения, распознавания формы и определения размеров объектов. В последние годы в связи с появлением новых эффективных РЛС с поляризационной селекцией возрос практический интерес к изучению поляризационных характеристик объектов и устройств управления рассеянием электромагнитных (ЭМ) волн. Указанные вопросы имеют большое значение также и при разработке РЛС исследования природных сред.

РЛ характеристики тела «сфера-конус-сфера» с неоднородным поверхностным импедансом

Для решения подобных задач используют методы интегральных уравнений [1], физической оптики, краевых волн [2], а так же методы решения задач на анизотропных [3] и изотропных [4] периодических структурах.

**Radar Characteristics and
Polarization Structure Peculiarities
of EM Field Scattered by Some
Radar Targets and EM Wave
Scattering Control Devices**

G.V. Antsev, E.L. Kaplyov, V.M. Shkil

SMF «Radar-MMS», Saint-Petersburg
E-mail: radar@radar-mms.com

The brief description of calculation methods of radar characteristics of standard radar targets with complex geometry and peculiarities of their scattered fields' polarization structure are given in the paper. Scattering-absorbing properties of isotropic and anisotropic periodical structures and also microwave antenna domes are analyzed. Prospects of the research are formulated

Introduction

Design and development of modern radars is impossible without a priori knowledge of radar targets characteristics (RTC). Besides, in order to lower radar objects visibility (ROV) it is necessary to control the scattered field parameters, to make more difficult the objects detection, estimation of their form and dimensions. Due to appearance of new effective radars with polarization selection, practical interest to studies of radar objects' polarization characteristics and devices, which control the EM waves scattering, have grown. The mentioned problems are also of great importance while designing radars for environment exploration.

Radar characteristics of "sphere-cone-sphere" body having non-uniform surface impedance

Methods of integral equations [1], physical optics and edge modes [2], and methods of solution for anisotropic [3] and isotropic [4] periodical structures are used to solve the above problems.

В приближении физической оптики с использованием импедансных граничных условий Леонтовича в [5] были получены выражения для поля, рассеянного телом «сфера-конус-сфера», и исследованы РЛХ данного тела. При этом полагалось, что как при Е-, так и при Н-поляризации тело обладает неоднородным реактивным поверхностным импедансом. В частном случае полученные выражения совпадают с представленными в [2] для случая идеально проводящего тела. В результате проведенного анализа РЛХ было установлено:

- изотропный неоднородный поверхностный реактивный импеданс приводит к перераспределению блестящих точек на поверхности объекта и, как следствие, к искажению лепестковой структуры диаграммы обратного рассеяния (ДОР), что позволяет реализовать ДОР с требуемой лепестковой структурой;
 - в случае однопозиционной локации деполяризации рассеянного поля импедансными телами вращения не происходит при условии, что их размеры существенно превышают длину волны зондирующего сигнала;
 - наиболее ощутимое влияние неоднородный поверхностный импеданс оказывает на рассеяние сигналов с относительной шириной $\Delta f/f_0 > 10\%$ (это в большей степени характерно для сигналов с внутримпульсной модуляцией);
 - наличие кромок у конуса со скругленной вершиной приводит к деполяризации рассеянного поля при наклонных углах облучения и к существенному возрастанию его эффективной поверхности рассеяния (ЭПР);
 - для уменьшения ЭПР кромок радиолокационных целей (РЛЦ) типа «конус-сфера-плоскость» целесообразно использовать импедансные или поглощающие структуры не на всей поверхности объекта, а вблизи ребер (ферритовые насадки или радиопоглощающие материалы);
 - перспективное направление в этой области связано с проведением исследований влияния других законов, кроме линейного, распределения поверхностного реактивного импеданса на РЛХ типовых РЛЦ при зондировании их различными видами сигналов и обоснованием принципов построения импедансных структур управления рассеянием ЭМВ в интересах решения задач радиолокации и УРЗ объектов.
- Expressions for field scattered by "sphere-cone-sphere" body were found in [5] as approximation of the physical optics with the use of Leontovich impedance boundary condition, and radar characteristics of the body have been studied. It was suggested that as for E- and H-polarization the body has non-uniform reactive surface impedance. In particular case the given expressions coincide with results of [2] for an ideal conductive body. So, it was found that
- isotropic non-uniform surface reactive impedance leads to bright points redistribution on the object surface and, therefore, distorts the lobed structure of backscattering pattern (BSP), that allows to realize required BSP structure;
 - in the monostatic radar, there is no depolarization of the field scattered by impedance bodies of revolution if their dimensions essentially exceed wavelength of the sounding signal;
 - the non-uniform surface impedance influences mostly the signals scattering, which have relative bandwidth $\Delta f/f_0 > 10\%$ (it is more typical for intrapulse modulated signals);
 - edges of the cone with rounded vertex lead to depolarization of the scattered field at sloping irradiation and essentially enlarge its radar cross-section (RCS);
 - in order to decrease edges RCS of "sphere-cone-sphere" type targets, it is necessary to use impedance or absorbing structures (ferrite pieces or radio-absorbing materials) near the edges rather than the whole of the object surface.
 - the investigation of influence of other distribution (beside linear) laws of the surface reactive impedance on standard targets characteristics (different sounding signals) and substantiation of designing principles of impedance structures, which control EM waves scattering for solution radar problems and minimization of objects visibility, is a promising direction in this field.

Рассеивающе-поглощающие и поляризационные свойства анизотропных и изотропных периодических структур и обтекателей антенн

Потребности практической радиолокации диапазонов СВЧ, в особенности миллиметрового и субмиллиметрового, привели в последние годы к необходимости изучения поведения ЭМВ в анизотропных средах (гиротропная плазма и намагниченный феррит) и структурах. Такие структуры, кроме других важных свойств, обладают широкими возможностями по преобразованию поляризации и управлению рассеянием ЭМВ. Фундаментальное изложение указанных вопросов можно найти в [3]. К перспективным направлениям в данной области относятся исследования по разработке методов расчета РЛХ для реальных РЛЦ, обладающих анизотропным импедансом, а также исследования вопросов физической реализуемости ферромагнитных пленок с требуемыми параметрами.

Кроме того, при решении задач радиолокации и УРЗ объектов важное значение имеет проблема синтеза диапазонных рассеивающе-поглощающих структур, обладающих приемлемыми массо-габаритными характеристиками. Одно из направлений решения этой проблемы связано с разработкой устройств, в которых совместно используются эффекты рассеяния в виде пространственных гармоник и поглощения энергии ЭМВ. В конструктивном отношении такие структуры представляют собой комбинации слоисто неоднородных и геометрически неоднородных, в общем случае магнитоэлектрических покрытий. В качестве рассеивающих элементов в конструкции поглотителей энергии ЭМВ выбраны дифракционные решетки волноводного и пилообразного типа, обладающие как конечной [6], так и идеальной проводимостью [4]. Этот выбор обусловлен тем, что рассматриваемые конструкции нашли практическое воплощение в реализации программы «Степс» [7].

На основе численно-аналитического исследования рассеивающе-поглощающих свойств рассматриваемого класса структур были обоснованы следующие общие принципы синтеза диапазонных поляризационно-независимых малоотражающих структур и устройств, предназначенных для искажения РЛХ РЛЦ:

- минимизация энергии нулевой гармоники при нормальном падении и энергий автоколлимирующих гармоник при наклонных углах облучения в диапазоне $\lambda < \lambda_{max}$ (λ_{max} — максимальная длина волны перекрываемого диапазона) в многомодовом режиме рассеяния за счет соответствующего выбора геометрических параметров решетки и электрических характе-

Scattering-absorbing and polarization properties of anisotropic and isotropic periodical structures and antenna domes

The requirements of applied radar in microwave band, especially millimeter- and sub-millimeter bands, stimulate for the last years investigations of EM waves behavior in anisotropic media (gyrotropic plasma and magnetized ferrite) and structures. In addition to other important properties, such structures provide wide opportunities to transform polarization and control EM waves scattering. Fundamental statement of the problems one can found in [3]. Investigations in the field of calculation methods of real radar targets characteristics, having anisotropic impedance, and also studies of physical realizability of ferro-magnetic films with needed parameters, are very perspective.

Moreover, there is synthesis problem of band scattering-absorbing structures with acceptable mass and dimensions, which are used for radar applications and ROV decreasing. One of solutions of the problem is connected with designing devices, in which such scattering effects as spatial harmonics and EM waves energy absorption are used jointly. The structures design is a combination of stratified and geometrically heterogeneous coatings (in general case magneto-dielectric). Diffraction arrays of waveguide and sawtooth gratings with finite [6] and ideal conductivity [4] can be chosen as scattering elements of the EM waves energy absorbers. The adequacy of this choice is confirmed by the fact that the structures considered above were realized in the "Stealth" program [7].

The following general principles (which are based on numerical and analytical studies of scattering-absorbing properties of the structures above) of wide-band polarization independent weakly scattering structures and devices intended for distortion of RTC have been substantiated

- minimizing zero harmonic (under normal incidence) and autocollimating harmonics (under oblique incidence) energy in frequency band $\lambda < \lambda_{max}$ (where λ_{max} is maximum wavelength of the whole band) in multi-mode scattering regime by corresponding choice of array geometry and electric

- ристик магнитоэлектрического включения;
- минимизация энергии нулевой гармоники в заданном диапазоне длин волн и углов облучения в режиме одномодового рассеяния;
- формирование требуемой лепестковой структуры ДОР устройств искажения РЛХ РЛЦ за счет реализации режима многомодового рассеяния;
- разрушение или искажение спектра негармонического сигнала путем соответствующего выбора параметров рассеивающее-поглощающих структур.

Кроме того, полупрозрачные в смысле геометрической оптики периодические решетки ножевого типа, обладая свойствами пространственной частотно-поляризационной селекции, могут быть использованы в качестве «просветляющих» элементов конструкции многофункциональных обтекателей антенн СВЧ. Они предназначены не только для защиты от климатических или других механических воздействий, но и для уменьшения ЭПР антенн, а также для защиты от различного рода электромагнитных излучений.

Таким образом, приведенные выше результаты и направления перспективных исследований могут быть полезными при проектировании и разработке различного рода устройств СВЧ с требуемыми дифракционными свойствами.

Литература

- [1] Е.Н. Васильев. Возбуждение тел вращения. - М.: Радио и связь, 1987, 271 с.
- [2] П.Я. Уфимцев. Метод краевых волн в физической теории дифракции. - М.: Сов. Радио, 1962, 244 с.
- [3] Е.П. Курушин, Е.Н. Нефедов, А.Т. Фиалковский. Дифракция электромагнитных волн на анизотропных структурах. - М.: Наука, 1975, 80 с.
- [4] Шестопалов В.П., Масалов С.А., Сиренко Ю.К. Резонансное рассеяние волн. Т.1. Дифракционные решетки. - Киев: Наукова думка, 1984, 232 с.
- [5] А.Ф. Крячко, А.А. Самородов, Б.А. Самородов, В.М. Шкиль. Изв. вузов. Радиоэлектроника, 2001, Т.44, №9, стр. 26-29
- [6] Е.Л. Капылов, В.М. Шкиль. Изв. вузов. Радиоэлектроника, 2001, Т.44, №10, стр. 20-24
- [7] С.А. Масалов, А.В. Рыжак, О.И. Сухаревский, В.М. Шкиль. Физические основы диапазонных технологий типа «Стелс». - СПб.: ВИКУ им. А.Ф. Можайского, 1999, 163 с.

- characteristics of magnetodielectric inclusion;
- minimizing zero harmonic energy in the given frequency band and incidence angles under single-mode scattering;
- forming the needed lobed structure of BSP of devices distorting RTS due to regime of multi-mode scattering;
- destruction or distortion of non-harmonic signal's spectrum by corresponding choice of scattering-absorbing structure parameters.

Furthermore, semi-transparent (in terms of geometrical optics) periodical knife-edge arrays, having spatial frequency-polarization selective properties, can be used as "antireflecting" design elements of multi-functional radomes of microwave antennas. They are intended as for climatic or mechanical protection, and for decreasing RCS of antennas and lowering influence of different electromagnetic radiations.

Thus, the presented results and directions of perspective investigations can be useful in designing and development of different microwave devices with required diffraction properties.

References

- [1] Vasiliev E.N. Excitation of bodies of revolution. Moscow, Radio i Svyaz Publ., 1987 (*in Russian*)
- [2] Ufimtsev P.Ja. Method of edge waves in the physical diffraction theory. Moscow, Sov. Radio Publ., 1962 (*in Russian*)
- [3] Kurushin E.P., Nefedov E.N., Fialkovskij A.T. Diffraction of EM waves on anisotropic structures. Moscow, Nauka Publ., 1975 (*in Russian*)
- [4] Shestopalov V.P., Masalov S.A., Sirenko Yu.K. Resonant wave scattering. Vol.1. Diffraction arrays. Kiev, Naukova Dumka Publ., 1984 (*in Russian*)
- [5] Krjachko A.F., Samorodov A.A., Samorodov B.A., Shkil V.M. *Izvestia Vuzov, Radioelectronika*, 2001, Vol. 44, No 9, pp. 26-29 (*in Russian*)
- [6] Kapylov E.L., Shkil V.M. *Izvestia Vuzov, Radioelectronika*, 2001, Vol. 44, No 10, pp. 20-24 (*in Russian*)
- [7] Masalov S.A., Ryzhak A.V., Sukharevskij O.I., Shkil V.M. Physical background of wide-band "Stealth" type technologies. St. Petersburg, Mozhajskij HESU, 1999, 163 p. (*in Russian*)

Оптический поляризационный бистабильный элемент на ячейке Фарадея

В.А. Табарин

Сургутский государственный университет.
E-mail: tabarin@surguttel.ru

В докладе рассматривается поляризационный бистабильный элемент на основе He-Ne лазера на длине волны $\lambda=3,39$ мкм, в резонатор которого помещена ячейка Фарадея на монокристалле железоиттриевого граната. Проведен теоретический анализ элемента с использованием метода матриц Джонса. Установлено, что бистабильность по поляризации наблюдается при величине однопроходного фарадеевского вращения в 45° . Эксперименты показали, что в данном устройстве происходит переключение круговых поляризаций σ^+ к σ^- и наоборот

В последние годы учеными были разработаны различные устройства с амплитудной и поляризационной бистабильностью для создания логических элементов и устройств памяти оптических вычислительных машин [1]. Особенно большой интерес вызывают поляризационные схемы в силу их экономичности, например, в работе [2] описана возможность поляризационной бистабильности с использованием He-Ne лазера с Т-образным изотропным резонатором, в центр которого вводится призма Глана-Томсона и для управления поляризацией в одно из плеч резонатора помещен магнитооптический затвор.

В данном докладе рассматривается поляризационный бистабильный элемент на основе He-Ne лазера (длина волны $\lambda=3,39$ мкм), в резонатор которого помещена ячейка Фарадея на монокристалле железоиттриевого граната. Теоретический анализ с использованием метода матриц Джонса проводился для резонатора (рис. 1), состоящего из двух изотропных зеркал 1, 6, между которыми находится изотропная активная среда 2, фарадеевский вращатель 4 и два частичных поляризатора 3 и 5, собственные оси которых развернуты на угол δ . Предположим, что поле внутри резонатора представляет низшую моду TEM. Свет распространяется вдоль оси Z, а вектор элект-

Optical Polarization Bistable Element Based on Faraday Cell

V.A. Tabarin

Surgut State University
E-mail: tabarin@surguttel.ru

In the paper, a polarization bistable element based on He-Ne laser ($\lambda=3,39$ μm wavelength) with Faraday cell on iron-yttrium mono-crystal garnetis placed in resonator is considered. Theoretical analysis of the element is carried out using the method of Jones matrices. It was found that polarization bistability is observed at 45° single-pass Faraday rotation. Experiments have shown that the given device provides switching circular polarizations from σ^+ to σ^- and vice versa

During the last years, there were designed different devices with amplitude and polarization bistability intended for logic elements and storage devices of optical computing systems [1]. The polarization circuits are of the most interest because of their properties. For example, implementation method of the polarization bistability using He-Ne laser with T-like isotropic resonator, inside which a Glan-Thompson prism is placed, was described in [2]. For sake of polarization control, a magneto-optical gate was inserted into one arm of the resonator.

In the paper, a polarization bistable element based on He-Ne laser ($\lambda=3,39$ μm) with Faraday cell on iron-yttrium mono-crystal garnetis placed in resonator is considered. Theoretical analysis of the resonator (Fig. 1) is carried out using the method of Jones matrices. The resonator consists of two isotropic mirrors 1, 6, between which there are an isotropic active medium 2, Faraday rotator 4 and two partial polarizers 3, 5 with eigen axes rotated at angle δ . Let us suppose that EM field inside the resonator is the lowest TEM mode. Light goes along Z-axis, and vector of the electric

трического поля раскладывается на две перпендикулярные компоненты E_x и E_y .

field is presented by two orthogonal components E_x and E_y .

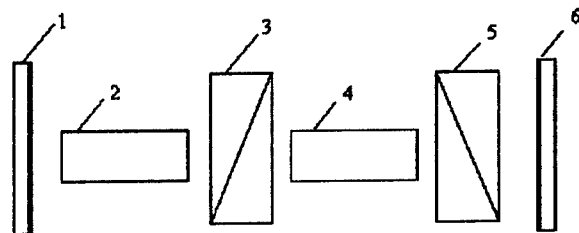


Рис. 1. Структурная схема резонатора: 1 и 6 — изотропные зеркала, 2 — изотропная активная среда, 3 и 5 — частичные поляризаторы, 4 — фарадеевский вращатель

Fig. 1. Block diagram of resonator: isotropic mirrors (1, 6), isotropic active medium (2), partial polarizers (3, 5), Faraday rotator (4)

Предположим, что оси x и y параллельны собственным осям поляризатора 3, амплитудные коэффициенты которого соответственно равны 1 и a . В свою очередь амплитудные коэффициенты поляризатора 5 равны b и 1. Действие анизотропных по поляризации элементов описывается следующими матрицами

Let the x - and y -axis are parallel with eigen axes of the polarizer 3, which amplitude coefficients equal to 1 and a . In turn, the amplitude coefficients of the polarizer 5 are equal to b and 1. The anisotropic polarization devices action is described by the following matrices

$$M_3 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & a \end{bmatrix}, \quad M_4 = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix}, \quad M_5 = \begin{bmatrix} \cos^2 \delta + b \sin^2 \delta & (1-b) \cos \delta \sin \delta \\ (1-b) \cos \delta \sin \delta & \sin^2 \delta + b \cos^2 \delta \end{bmatrix},$$

где θ — угол однопроходного фарадеевского вращения ячейки 4. Не нарушая общности рассуждений, предположим, что $0 < b < a < 1$. Задача решается в общем виде, когда собственные оси обоих брестерских пластин образуют угол δ .

where θ is single-pass Faraday rotation angle of the cell 4. Without loss of generality, let us suppose that $0 < b < a < 1$. The problem is solved for the case when the eigen axes of both Brewster plates form angle δ .

Начиная полный обход резонатора из точки A по направлению стрелки, полный оператор Джонса получим в виде

Beginning the complete passage of the resonator from point A along the arrow, we get the following Jones matrix

$$M = \begin{bmatrix} b^2 \cos^2 \theta - \sin^2 \theta & 0.5 \cdot a(b^2 + 1) \cos 2\theta \\ -0.5 \cdot a(b^2 + 1) \cos 2\theta & -a^2(b^2 \sin^2 \theta + \cos^2 \theta) \end{bmatrix}.$$

Найдем M для частного случая $\delta = \pi/2$, т.е. когда частичные поляризаторы 3 и 5 будут идеально рассогласованы.

Let us find matrix M for the case $\delta = \pi/2$, i.e. when the partial polarizers 3 and 5 will ideally mismatched.

Рассмотрение собственной поляризационной задачи для случая рис. 1 заключается в решении операторного уравнения Джонса

The given problem analysis for the case shown in Fig. 1 consists in solution of the matrix equation

$$M \vec{E} = \eta \vec{E}, \quad (1)$$

где \vec{E} называется собственным вектором оператора M , а η — его собственным значением.

where \vec{E} and η are called as eigenvector and eigenvalue of the M matrix. The

Из решения уравнения (1) находятся собственные значения η_1 и η_2 , а также величины r_1 и r_2 , позволяющие определить направление вращения вектора \vec{E}

$$\eta_{1,2}^2 - \frac{1}{2}[(1+a^2)(1+b^2)\cos 2\theta - (1-a)(1-b^2)]\eta_{1,2} + a^2b^2 = 0, \quad (2)$$

$$r_{1,2} = m_{21}/(\eta_{12} - m_{12}). \quad (3)$$

Здесь m_{12} , m_{21} — элементы матрицы \mathbf{M} .

Собственные значения $\eta_{12} = |\eta_{12}| \cdot \exp i\varphi_{12}$ характеризуют потери и фазовые сдвиги собственных волн.

Величина $1 - |\eta_{12}|$ определяет коэффициент поляризационных потерь, а величина $\Lambda = \arg \eta_{12}$ — фазовый набег в анизотропных элементах резонатора для соответствующих волн. На рис. 2 приведены вычисленные модули собственных значений уравнения (2), а также диаграммы собственных состояний поляризации в зависимости от θ .

solution of (1) gives eigenvalues η_1 and η_2 , and also values of r_1 and r_2 allowing to determine handedness of vector \vec{E}

Here m_{12} , m_{21} are elements of matrix \mathbf{M} .

The eigenvalues $\eta_{12} = |\eta_{12}| \cdot \exp i\varphi_{12}$ characterize losses and phase shifts of the eigen waves.

The values $1 - |\eta_{12}|$ and $\Lambda = \arg \eta_{12}$ define the polarization loss factor and phase delay in anisotropic elements of the resonator for the corresponding waves. Figure 2 shows calculated modulus of the eigenvalues of (2), and diagrams of eigen polarization states depending on θ .

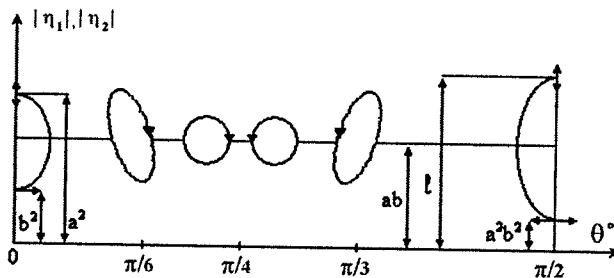


Рис. 2. Изменение модулей собственных значений и собственных состояний поляризации в зависимости от θ при выполнении условия $0 < b < a < 1$

Fig. 2. Modification of eigenvalues modulus and eigen polarization states versus θ on conditions that $0 < b < a < 1$

Как видно из рис. 2, в качестве рабочей точки для наблюдения бистабильного режима удобно выбрать $\theta = \pi/4$. Слева и справа от этого значения собственные поляризационные состояния представляют ортогональные круговые волны σ^+ и σ^- .

Экспериментальные исследования в статическом режиме подтвердили результаты расчетов. Действительно, установив однопроходное вращение в 44° и соответственно волну σ^+ , а затем увеличивая ток газоразрядной трубки, и следовательно, мощность лазера, и используя обратную связь для фарадеевской ячейки в гибридной схеме, мы осуществили переключение состояния поляризации с σ^+ на σ^- .

It follows from Fig. 2 that $\theta = \pi/4$ should be chosen as operating point for observation of the bistable regime. At the left and right of this value, the eigen polarization states are orthogonal circularly polarized waves σ^+ and σ^- .

The experiments in a static mode have confirmed the calculations. In fact, having set 44° single-pass rotation and accordingly σ^+ wave, and with increasing current of a gas-discharge tube (and, therefore, the laser power) and feedback using for Faraday cell in the hybrid circuit, we have made the polarization state switching from σ^+ to σ^- and vice versa.

Литература

References

- [1] Х. Гиббс. Оптическая бистабильность. - [1] H. Gibbs. Optical bistability. Moscow, М.: Мир, 1988, 517 с. "Mir" Publ., 1988 (*in Russian*)
- [2] Tabarin V.A., Strazhevich I. A., et al. Polarized bistability of He-Ne laser operating at $\lambda=3.39\text{ }\mu\text{m}$ using Zeeman effect. Proc. of International Conference on Laser, 2001. STS Press McLEAN. VA. 2002, pp. 493-497

Внутрирезонаторное фарадеевское вращение

С.Д. Демьянцева, В.А. Табарин

Сургутский государственный университет
e-mail: tabarin@surguttel.ru

Теоретически и экспериментально изучен переходный процесс, приводящий к установлению стационарной поляризации излучения в модели лазера, резонатор которого содержит активную среду, фарадеевский вращатель и неидеальный линейный поляризатор. Показано, что внутрирезонаторное размещение вращателя позволяет увеличить на один-два порядка параметры магнитооптического модулятора

К настоящему времени детально исследованы изменения поляризации излучения, обусловленные эффектом Фарадея в активной среде лазера с анизотропным резонатором [1-3]. Известно также управление поляризацией лазерного излучения с помощью пассивной внутрирезонаторной электрооптической ячейки [4, 5]. Однако переходные процессы в лазере с ячейкой Фарадея, характеризующие закон установления стационарного состояния с определенной поляризацией, рассмотрены недостаточно полно.

В данном докладе теоретически изучен переходный процесс, приводящий к установлению стационарной поляризации излучения в модели лазера, резонатор которого содержит активную среду, фарадеевский вращатель и неидеальный линейный поляризатор. Приведены численные оценки полученных результатов для наиболее интересных частных случаев, а также экспериментальные данные. Исследуемая модель лазера представлена на рис. 1.

В отличие от известных способов описания лазеров рассмотрение одновременного влияния анизотропии и эффекта Фарадея на угол поворота линейной поляризации проводится с учетом многократного отражения излучения от зеркал резонатора. Без нарушения общности дальнейших рассуждений предполагается, что при $H=0$ поляризация излучения имеет вертикальное направление $\vec{E} = E_0 \vec{j}$.

Тогда в прямоугольной системе координат, связанной с главными направлениями

Intracavity Faraday Rotation

S.D. Demjantseva, V.A. Tabarin

Surgut State University
e-mail: tabarin@surguttel.ru

The transition process leading to formation of stationary radiation polarization in a model of laser, which resonator includes active medium, Faraday rotator and non-ideal linear polarizer, was investigated theoretically and experimentally. It is shown that insertion of the rotator inside the resonator allows to improve 10-100 times parameters of magneto-optical modulator.

By now, the changes of radiation polarization caused by the Faraday effect in active medium of laser with anisotropic resonator have been studied in details [1-3]. In [4, 5] the control of laser radiation polarization by means of passive intra-resonator electrooptic cell was considered. However, the transients in laser with Faraday cell, characterizing the formation of stationary polarization state, were investigated insufficiently.

In the paper, a transient resulting in formation of stationary polarization of radiation in a laser, which resonator includes active medium, Faraday rotator and nonideal linear polarizer, is studied. Numerical estimates of the results obtained and experimental data are presented for the most interesting particular cases. The laser model to be analysed is shown in Fig. 1.

Unlike the known ways for laser description, we consider simultaneous influence of the anisotropy and Faraday effect on rotation angle of linear polarization with taking into account multiple radiation reflections from the resonator mirrors. Without loss of generality, it is supposed that the radiation is vertically polarized at $H=0$.

Then, in the cartesian coordinates corresponding to the principal axes of

пропускания поляризатора, рекуррентное соотношение, описывающее состояние поляризации в точке A после n полных обходов излучением резонатора в прямом и обратном направлениях при напряженности магнитного поля $H > 0$ можно представить в виде

$$\bar{E}_n = E_n \sin \Psi_{n,\alpha} \bar{i} + E_n \cos \Psi_{n,\alpha} \bar{j}, \quad (1)$$

$$E_n = E_0 (R_1 R_2)^{n/2} \cdot \exp(n\beta L) \cdot \prod_{e=1}^n (k_2^2 \sin^2 \Psi_{e,F} + k_1^2 \cos^2 \Psi_{e,F})^{1/2},$$

$$\Psi_{n,\alpha} = 2Qn - \sum_{m=1}^n \Delta Q_m, \quad \Psi_{e,F} = 2Qe - \sum_{m=1}^{e-1} \Delta Q_m. \quad (2)$$

Здесь R_1 и R_2 — коэффициенты отражения по интенсивности зеркал 1 и 2; b — коэффициент усиления активной среды на единицу длины; L — длина активной среды, k_1 и k_2 — коэффициенты наибольшего и наименьшего главных пропусканий неидеального поляризатора с азимутом 90° ; Q — угол однопроводного фарадеевского вращения; ΔQ_n — уменьшение угла поворота линейной поляризации за один обход излучением резонатора, вызванное действием поляризатора; $\Psi_{n,\alpha}$ и $\Psi_{n,F}$ — углы, определяющие направление линейной поляризации при подходе излучения к точке A со стороны поляризатора и фарадеевского вращателя соответственно. Графическая интерпретация (1) и (2) для $n=1$ представлена на рис. 2.

the polarizer, the recursion relation, which describes polarization state in the point A after n complete (in direct and opposite directions) passages of the resonator radiation, can be presented for the case $H > 0$ as

Here R_1 and R_2 are intensity reflection factors of mirrors 1 and 2; b is a gain of active medium per length unit; L is the active medium length, k_1 and k_2 are factors of the maximum and minimum main transmissions of nonideal polarizer with 90° azimuth; Q is a single-pass Faraday rotation angle; ΔQ_n is decrease of linear polarization (LP) rotation angle for one passage of the resonator radiation caused by the polarizer influence; $\Psi_{n,\alpha}$ and $\Psi_{n,F}$ determine LP orientations while the radiation approaching to point A from the direction of polarizer and Faraday rotator. Interpretation of (1) and (2) is shown in Fig. 2 for the case $n=1$.

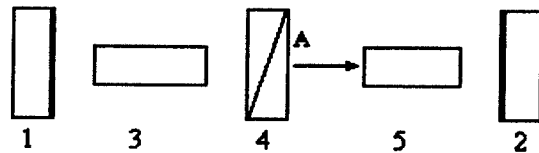


Рис. 1. Модель лазера: 1, 2 — зеркала резонатора лазера, 3 — активная среда, 4 — неидеальный линейный поляризатор, 5 — магнитный кристалл с соленоидом (ячейка Фарадея)

Fig. 1. Laser model: mirrors (1, 2) of laser's resonator, active medium (3), linear polarizers (4), Faraday rotator (4)

Значение ΔQ_n также определяется рекуррентным соотношением

ΔQ_n value is determined from the recursion relation

$$\Delta Q_n = \arctg \frac{(k_1 - k_2) \tg \Psi_{n,F}}{k_1 + k_2 \tg^2 \Psi_{n,F}}. \quad (3)$$

Угол поворота направления поляризации излучения, выводимого из резонатора через зеркало 2, находится из выражения

The polarization rotation angle of the radiation directed from resonator through mirror 2 can be found as

$$\Psi_n = Q(2n - 1) - \sum_{m=1}^{n-1} \Delta Q_m. \quad (4)$$

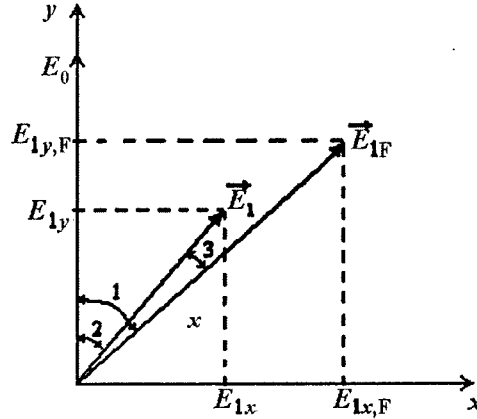


Рис. 2. Изменение угла поворота направления линейной поляризации за один обход при $n=1$; 1 - $\Psi_{1F}=2\theta$; 2 - $\Psi_{1F}=2\theta-\Delta\theta_1$; 3 - $\Delta\theta_1$; $E_{1x}=E_{1x,F}k_2=E_1\sin\Psi_{1\alpha}$; $E_{1y}=E_{1y,F}k_1=E_1\cos\Psi_{1\alpha}$

Fig. 2. Change of rotation angle of linear polarization for one round ($n=1$): $\Psi_{1F}=2\theta$ (1); $\Psi_{1F}=2\theta-\Delta\theta_1$ (2); $\Delta\theta_1$ (3); $E_{1x}=E_{1x,F}k_2=E_1\sin\Psi_{1\alpha}$; $E_{1y}=E_{1y,F}k_1=E_1\cos\Psi_{1\alpha}$

Исследование переходного процесса, осуществляемое с помощью (2) и (3) показывает, что при заданных k_1 , k_2 и Q новое стационарное состояние поляризации для $H \neq 0$, отличное от первоначального ($H=0$), устанавливается асимптотически, причем изменение угла поворота линейной поляризации за каждый обход резонатора зависит от величины разности $\Delta\Psi_{n,\alpha}=2Q-\Delta Q_n$. Накопление угла поворота $\Psi_{n,\alpha}$ от прохода к проходу, возможное благодаря невязимности эффекта Фарадея, происходит до тех пор, пока $\Delta\Psi_{n,\alpha} > 0$, и прекращается, когда $\Delta\Psi_{n,\alpha}=0$ т.е. при достижении равенства $2\Delta Q=Q_n$.

Анализ формулы (4) показывает, что угол зависит от k_1 , k_2 , Q и n . Например, для одного брестерского окна ($k_1=1$, $k_2=0,85$) при $Q=1^\circ$ и $n=20$, $\Psi_n=5^\circ$, а для двух — при тех же условиях $\Psi_n=11^\circ$.

Наибольший практический интерес представляет максимальный угол поворота направления поляризации в стационарном режиме генерации, Ψ_{Smax}^F , который можно найти из формулы (3) при $\Delta Q_n=2Q$. Дальнейший анализ показал, что с увеличением Q значения $\text{tg}\Psi_S^F$ остаются действительными, пока Q не достигнет величины Q_{max} , определяемой равенством

The transient investigation with the use of (2) and (3) shows that for given k_1 , k_2 and Q a new stationary polarization state is formed asymptotically for $H \neq 0$ value, which differs from initial ($H=0$). In this case, the change of LP rotation angle for each passage depends on $\Delta\Psi_{n,\alpha}=2Q-\Delta Q_n$. Accumulation of the rotation angle $\Psi_{n,\alpha}$ with passages is possible due to the Faraday effect non-reciprocity; it takes place until $\Delta\Psi_{n,\alpha} > 0$, and stops as soon as $2\Delta Q=Q_n$.

The analysis of (4) shows that the angle depends on k_1 , k_2 , Q and n . For example, $\Psi_n=5^\circ$ and 11° for one and two Brewster windows ($k_1=1$, $k_2=0,85$) when $Q=1^\circ$ and $n=20$.

The maximum angle of polarization rotation Ψ_{Smax}^F in the stationary generation mode is of most practical interest. It can be found from (3) at $\Delta Q_n=2Q$. The further analysis has shown that with increasing Q , values of $\text{tg}\Psi_S^F$ remain real until Q becomes equal to Q_{max} ; the latter is determined by

$$Q_{max} = \frac{1}{2} \text{arctg} \frac{k_1 - k_2}{2\sqrt{k_1 k_2}}, \quad (5)$$

при выполнении которого максимальный угол поворота линейной поляризации определяется в виде

$$\Psi_{S \max}^F = \arctg \sqrt{k_1 / k_2}. \quad (5)$$

Согласно (6), $\Psi_{S \max}^F$ теоретически может быть любым в интервале от 0 до 90° при изменении k_1, k_2 от 0 до 1. Для лазера с одним и двумя брестерскими окнами максимальные углы поворота в стационарном режиме составляют 47° и 49°, а Q_{\max} равны 2° и 4° соответственно.

С учетом анизотропных потерь пороговый коэффициент усиления активной среды можно представить в виде

$$\beta' = \frac{1}{L} \left\{ \ln \frac{1}{(R_1 R_2)^{1/2}} + \ln \frac{1}{[k_2^2 + (k_1^2 - k_2^2) \cos^2 \Psi_{n, \phi}^{n, \phi}]^{1/2}} \right\}. \quad (6)$$

При $Q > Q_{\max}$ накопление угла поворота ограничивается срывом генерации, который происходит, если $\beta < \beta'_{\max}$, определяемого из (7), при $\Psi_{n, F} = 90^\circ$. Существенно, что ограничение угла внутрирезонаторного вращения возможно в соответствии с (5) до наступления состояния насыщения магнитного кристалла.

Таким образом, размещение магнитного кристалла внутри резонатора лазера позволяет значительно (более чем на порядок) увеличить угол поворота Ψ_S^F по сравнению с однопроходным фарадеевским вращением Q .

В заключение приведем результаты эксперимента. В эксперименте использовался стандартный He-Ne лазер типа ЛГН-111 на длине волны $\lambda = 3,39 \mu\text{m}$. Окна трубки устанавливались под углом Брюстера. Монокристалл железитриегового граната ($\text{Y}_3\text{Fe}_5\text{O}_{12}$) имел форму диска, вырезанного в кристаллографической плоскости (111), толщиной 1 мм и диаметром 3 мм. Плоскость диска располагалась перпендикулярно оси резонатора. Постоянное магнитное поле, необходимое для получения фарадеевского вращения, создавалось соленоидом. Величина угла Ψ_S^F определялась при помощи кальцитового анализатора, размещенного вне резонатора лазера. Максимальное значение Ψ_S^F , достигнутое в эксперименте, составляло 30° при $H = 60 \text{ Э}$, т.е. однопроходном фарадеевском вращении $Q = 0,6^\circ$.

Приведенные данные находятся в хорошем соответствии с результатами теоретических

If (5) is true, then the maximum rotation angle of linear polarization is defined as

According to (6), theoretical $\Psi_{S \max}^F$ value may lie within 0 to 90° range while changing k_1, k_2 from 0 to 1. For laser with one and two Brewster windows, the maximum angles in a stationary mode equal to 47° and 49°, whereas Q_{\max} equals 2° and 4°.

Considering the anisotropic losses, a threshold gain of the active medium can be written in the form

With $Q > Q_{\max}$ the rotation angle accumulation is restricted to the generation breakdown, which occurs if $\beta < \beta'_{\max}$ determined from (7) at $\Psi_{n, F} = 90^\circ$. It is essential that restriction of the intraresonator rotation angle is possible by (5) before the magnetic crystal saturation.

Thus, the insertion of the magnetic crystal into laser resonator allows to considerably increase the rotation angle Ψ_S^F in comparison with single-pass Faraday rotation Q .

Finally, we present results of experiment, in which a standard He-Ne laser (LGN-111) with $\lambda = 3,39 \mu\text{m}$ was used. The tube windows were set at Brewster angle. The monocrystal of iron-yttrium garnet ($\text{Y}_3\text{Fe}_5\text{O}_{12}$) was a disk cut out in the crystallographic plane (111) with 1 mm thickness and 3 mm diameter. The disk plane was perpendicular to the resonator axes. The constant magnetic field required for Faraday rotation was provided by solenoid. The angle Ψ_S^F was determined with the use of tiff analyser placed outside the laser resonator. The maximum Ψ_S^F value obtained in the experiment was 30° at $H = 60 \text{ oersted}$, i.e. at single-pass Faraday rotation $Q = 0,6^\circ$.

The given data well agree with results of theoretical calculations. The results

расчетов. Результаты работы показывают, что внутрирезонаторные модуляторы фарадеевского типа должны на порядок и более быть эффективнее аналогичных внешних модуляторов.

obtained show that intra-resonator modulators of Faraday type should be of order and more effective than the similar external modulators.

Литература

References

- [1] Sinclair D.C., Polarization characteristics of an ionized-gas Laser in a magnetic field.- J.Opt. Soc.Amer., 1966.v 56, № 12, pp. 1727-1731
- [2] Le Floch A., Le Naour R. Polarization effects in Zeeman lasers with x-y type loss anisotropies. - Phys. Rev. A, 1971. v 4, № 1. pp. 290-295
- [3] Киселев В.М., Бобров Б.Д. Гренишин А.С. и др. Фарадеевское вращение в активной среде фотодиссоциативного йодного лазера. - Квантовая электроника, 1978, Т5, № 2, с. 312-317
- [4] Мустель Е.Р., Парыгин В.Н., Соломатин В.С. Внутренняя модуляция газового лазера в несинхронном режиме. - Радиотехника и электроника, 1969, Т14, № 6, с. 1029-1034
- [5] Липатов А.С., Парыгин В.Н. Внутренняя модуляция поляризации инфракрасного лазера. - Радиотехника и электроника. 1976, Т 21, № 2, с. 290-296
- [3] Kiselev V.M., Bobrov B.D., Grenishin A.S., et al. Faraday rotation in active medium of photo-dissociative iodine laser. Quantum electronics, 1978, Vol. 5, No. 2, pp. 312-317 (*in Russian*)
- [4] Mustel E.R., Parygin V.N., Solomatin V.S. Interior modulation of gas laser in asynchronous mode. Radiotekhnika i elektronika, 1969, Vol.14, No. 6, pp. 1029-1034 (*in Russian*)
- [5] Lipatov A.S., Parygin V.N. Interior polarization modulation of infrared laser. Radiotekhnika i elektronika, 1976, Vol. 21, No. 2, pp. 290-296 (*in Russian*)

Поляризационный модулятор излучения He-Ne лазера

В.А. Табарин, Г.А. Шадрин

Сургутский государственный университет
E-mail: tabarin@surguttel.ru

В докладе рассматривается поляризационный внутрирезонаторный модулятор излучения He-Ne лазера на основе магнитной дифракционной решетки (МДР), позволяющий существенно увеличить пиковую мощность выходного излучения. В качестве МДР используется диск из железо-иттриевого граната, в котором под действием управляющего магнитного поля создается полосовая доменная структура, представляющая собой дифракционную решетку. В отличие от традиционных внутрирезонаторных модуляторов в данной схеме оба зеркала резонатора лазера имеют 100% коэффициенты отражения, а излучение выводится через дифракционные максимумы, причем выходной луч и луч внутри резонатора поляризованы взаимно перпендикулярно. В эксперименте при воздействии импульсов тока с амплитудой до 10 А и длительностью 1 мкс получена пиковая мощность, в 20 раз превышающая выходную мощность лазера традиционного типа.

На кафедре экспериментальной физики СурГУ под руководством автора достаточно давно ведутся разработки лазерных локаторов для обнаружения утечек метана из трубопроводов с борта вертолета на основе He-Ne лазеров, генерирующих на длине волны $\lambda=3,39$ μm . Несколько образцов локаторов эксплуатируются в различных газодобывающих организациях. Существенным недостатком является малая генерирующая лазерами мощность (15 мВт) и соответственно небольшая высота полета вертолета (~100 м).

В данном докладе рассматривается возможность увеличения мощности генерации промышленных He-Ne лазеров типа ЛГН-111 благодаря использованию внутрирезонаторного модулятора, точнее модулятора связи. Эта идея не нова. Известно несколько работ по увеличению пиковой мощности He-Ne и аргоновых лазеров с использованием электрооптических, а также акустооптических модуляторов [1-3]. Однако из-за требуемых больших модулирующих

Polarization Modulator of He-Ne Laser Radiation

V.A. Tabarin, G.A. Shadrin

Surgut State University
E-mail: tabarin@surguttel.ru

In the presentation, polarization intra-resonator modulator of He-Ne laser radiation based on magnetic diffraction grating (MDG) allowing to essentially increase of output peak power radiation is analysed. As a MDG, a disk of iron-yttrium garnet is used, in which a strip domain structure influenced by control magnetic field is created. This structure forms a diffraction grating. Unlike traditional intra-resonator modulators, in the given design both mirrors of the laser resonator have 100% reflection coefficients, and the radiation is directed through diffraction maxima. In this case, the output beam and beam inside the resonator are orthogonally polarized. In the experiment, output peak power 20 times exceeding the typical value was obtained under impact of 10 A and 1 μs current pulses

Development of He-Ne laser systems ($\lambda=3,39$ μm) intended for detection of methane leakages from pipelines and installed on helicopters is carried out for a quite long time at the Experimental Physics Chair of SurSU under the author direction. Several prototypes of laser systems are used in various gas-production companies. The essential deficiency of the systems is small output power (15 mW) and, therefore, low altitudes of helicopter flights (~100m).

In the given presentation, we consider opportunity of increasing output power of industrial He-Ne lasers (LGN-111) by means of intra-resonator modulator, or more precisely the connection modulator. This idea is not novel. It is known results [1-3] of increasing peak power of He-Ne and argon lasers with the use of electrooptic and acousto-optical modulators. However, because of

сигналов также конструкции не получили своего развития.

Нами предлагается для использования в качестве внутрирезонаторного модулятора магнитная дифракционная решетка с достаточно большой дифракционной эффективностью, малыми потерями и небольшими модулирующими токами [4].

Конструкция предлагаемого модулятора приведена на рис. 1.

required large modulating signals these designs are not prospective.

We suggest to use magnetic diffraction grating with enough high efficiency, small losses and modulating currents [4] as the intra-resonator modulator.

The design of the modulator is shown in Fig. 1.

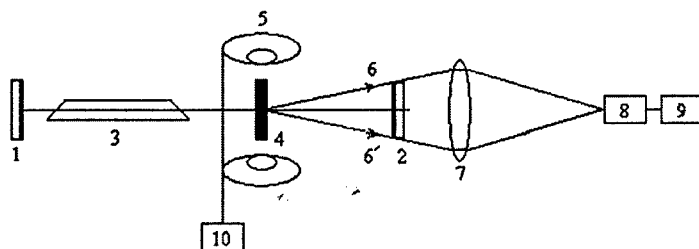


Рис. 1. Блок-схема установки: 1 и 2 — зеркала резонатора лазера с коэффициентами отражения около 100%, 3 — He-Ne активная среда, 4 — диск из монокристалла железитриевого граната, 5 — катушки Гельмгольца, 6 и 6' — дифрагировавшие лучи I -порядка, 7 — линза, собирающая дифрагировавшие лучи, 8 — чувствительную площадку фоторезистора СФЧ-12, 9 — регистрирующее устройство, 10 — генератор импульсов тока

Fig. 1. Block diagram of the installation: mirrors of laser's resonator with reflection factor about 100% (1 and 2), He-Ne active medium (3), disk of yttrium iron garnet monocrystal (4), Helmholtz coils (5), diffracting beams of I -th order (6 and 6'), lens collecting diffracting beams (7), light sensing site of photoresistor (8), recorder (9), current pulse generator (10)

Как видно, излучение лазера не выводится через зеркала, а выводится только за счет дифракции на полосовых доменах ферритового образца. Причем, излучения дифракционных максимумов поляризованы под углом 90° по отношению к поляризации падающего на МДР луча.

Оценим форму, длительность и мощность световых импульсов, выводимых из резонатора, если считать, что генератор тока для питания катушек Гельмгольца создает прямоугольные импульсы длительностью T .

Сделаем два предположения. Во-первых, будем считать, что длительность импульса тока T существенно больше времени прохождения света в резонаторе за один проход. Во-вторых, извлечение накопленной энергии из резонатора происходит за достаточно короткое время. Это означает, что за время действия светового импульса не происходит какого-нибудь заметного изменения мощности света в резонаторе, т.е. длительность извлекаемого светового импульса должна быть существенно короче времени установления стационарных колебаний в резонаторе.

As seen, the laser radiation is directed only due to diffraction on strip domains of the ferrite sample. In this case, radiation of diffraction maxima is polarized at 90° relatively to polarization of beam incident on the MDG.

Let us estimate shape, duration and power of the light pulses at the resonator output, on condition that the current generator for feeding Helmholtz forms square pulses with duration T .

Let us make two assumptions. At first, let us consider that the current pulse duration T is much more than time of light single passage in the resonator. Second, extraction of the energy accumulated in the resonator occurs for a quite short period. It means that during the light passage there is no visible change of the light power in the resonator, i.e. duration of the extracted light pulse should be much shorter than interval of stationary oscillations formation in the resonator.

Средняя мощность светового сигнала, извлекаемого из резонатора в случае 100% глубины модуляции, может быть подсчитана по следующей формуле

$$P_0 = 2\eta P(1 - \eta), \quad (1)$$

где P — мощность световых колебаний в резонаторе, η — дифракционная эффективность МДР. Тогда КПД модулятора χ найдем из выражения

$$\chi = P_0 / P = 2\eta(1 - \eta). \quad (2)$$

Форма светового импульса может быть получена из решения дифференциального уравнения [2]

$$\frac{\chi P}{2L'/c} = -\frac{dP}{dt}. \quad (3)$$

Здесь L' — длина резонатора лазера, c — скорость света.

Решение (3) запишем в виде

$$P_0 = \begin{cases} \chi P_s \exp\left(-\frac{\chi t}{2L'/c}\right), & t \leq T, \\ 0, & t \geq T. \end{cases} \quad (4)$$

В (4) P_s — мощность излучения внутри резонатора при $t = 0$. Выразим P_s через параметры активной среды и величину потерь резонатора. Для этого воспользуемся хорошо известной формулой для насыщенного коэффициента усиления активной среды

$$g = g_0 \left[1 + \frac{P}{P_m} \right]^{-v}, \quad (5)$$

где g_0 — коэффициент усиления активной среды при отсутствии насыщения, P_m — параметр насыщения, v — показатель степени, зависящий от характера уширения линии усиления. Учитывая, что для малого насыщенного усиления колебания в резонаторе устанавливаются за один проход, можем записать

$$gL \approx \alpha, \quad (6)$$

где L — длина газоразрядной трубки лазера, α — полные потери резонатора с ферритовым образцом.

Подставляя (6) в (5), получим формулу для P_s в виде

$$P_s = P_m \left(\frac{g_0 L}{\alpha} \right)^{1/v} - 1. \quad (7)$$

For the case of 100% modulation, the mean power of light signal extracted from the resonator can be found as follows

where P is power of light oscillations in the resonator, η is the MDG diffraction efficiency. Then, the modulator efficiency is written in the form

The light pulse shape can be found from solution of differential equation [2]

Here L' is the laser resonator length, c is light speed.

The solution (3) is written as

In (4), P_s is radiation power inside the resonator at $t=0$. Let us express P_s through parameters of active medium and resonator losses. For this purpose, we use the well known expression for saturated gain factor of active medium.

where g_0 is the gain factor of active medium without saturation, P_m is the saturation parameter, v is exponent depending on broadening of the gain line. Since for a low saturated gain, the resonator oscillations are formed for one passage, we can write the following

where L is length of the laser gas-discharge tube, and α is total losses of the resonator with ferrite sample.

Substituting (6) in (5) gives

Отсюда видно, что уровень мощности P_s резко увеличивается, если $\alpha \ll g_0 L$, особенно для лазеров с неоднородно-уширенной линией усиления (как в нашем случае), когда $\nu=0,5$.

Используя формулы (7) и (4) для неоднородно уширенной линии, мощность, извлекаемая из резонатора, может быть подсчитана по формуле

$$P_0 = \chi P_m \left[\left(\frac{g_0 L}{\alpha} \right)^2 - 1 \right] \exp \left(- \frac{\chi t}{2L'/c} \right). \quad (8)$$

Время установления мощности в резонаторе рассчитаем из уравнения [5]

$$\frac{dp}{dt} = \frac{p}{L'/c} (gL - \alpha). \quad (9)$$

На рис. 2 приведены качественные графики решения уравнения (9).

It is seen that power P_s essentially increases if $\alpha \ll g_0 L$, and especially for lasers with non-uniformly widened gain line (our case) when $\nu=0,5$.

The use of (7) and (4) for nonuniformly widened gain line allows to find power extracted from the resonator

Time period for power stabilization in the resonator is calculated [5] as

Figure 2 shows qualitative diagrams of the equation (9) solution.

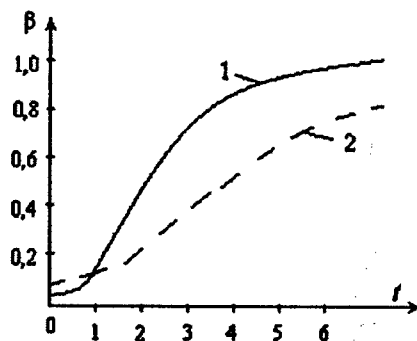


Рис. 2. Зависимость относительной мощности внутри резонатора β от времени: 1 — активная среда с однородно уширенной линией, 2 — активная среда с неоднородно уширенной линией

Fig. 2. Time dependence of relative power β inside resonator: active media with uniformly (1) and non-uniformly (2) broaden lines

Из решения (9) также находится время τ , необходимое для возрастания энергии в резонаторе с 10% до 90% своего максимального значения.

Подсчитаем среднюю мощность выходного светового импульса по формуле

$$P_{av} = \frac{\Delta E}{\Delta t} = \frac{\Delta P}{\Delta t} \cdot \frac{L'}{c}, \quad (10)$$

где ΔE — энергия, выходящая из резонатора, ΔP — изменение уровня мощности внутри резонатора, вызванное выходом энергии, Δt — период следования световых импульсов.

Экспериментальные результаты приведены для следующих параметров модулятора

The solution of (9) allows to find time τ necessary for increasing energy in the resonator from 10 to 90% of the maximum value.

Let us calculate mean power of output light pulse by formula

where ΔE is energy at the resonator, ΔP is power change inside the resonator caused by the energy output, Δt is repetition period of light pulses.

The experimental results were obtained for the following parameters of

(рис.1). Образец железиттриевого граната вы-
бирался в виде диска диаметром 6 мм, тол-
щиной 1 мм. Источник тока генерировал
последовательность прямоугольных импульсов
длительностью 1 мкс со скважностью 20. Ам-
плитуда импульсов достигла 10 А, что обеспе-
чивало, благодаря катушкам Гельмгольца, ве-
личину магнитного поля в плоскости образце
порядка 40÷60 Э и, следовательно, полосовую
доменную структуру. Эффективность дифракции
была около 10%. Длина газоразрядной трубки
 $L=1$ м, длина резонатора лазера $L'=1,2$ м.

На рис.3 приведены четыре зависимости
мощности внутри резонатора от времени.

the modulator (Fig. 1). A sample of
yttrium iron garnet was chosen as disk
with 6 mm diameter, and 1 mm thickness.
The current source generated sequence
of square pulses with 1 μ s duration and
duty factor 20. The pulse amplitude was
10 A that provided 40÷60 oersted magne-
tic field (and, therefore, strip domain
structure) in the sample plane. The
diffraction efficiency was about 10%. The
gas-discharge tube length $L=1$ m, and
laser resonator length $L'=1,2$ m.

Figure 3 shows four dependences of
power inside the resonator versus time.

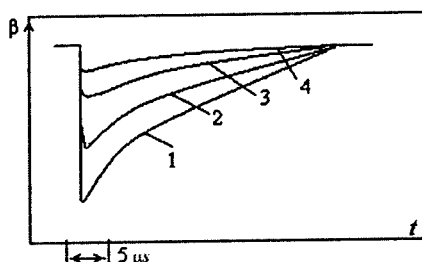


Рис. 3. Семейство зависимостей относительной мощности внутри резонатора от времени. 1 - максимальная амплитуда генератора тока, 4 - минимальная амплитуда генератора тока
Fig. 3. Dependence family of relative power inside resonator. Maximum (1) and minimum (4) amplitude of current generator

Как видно, кривая 1 соответствует максимальной, а кривая 4 — минимальной амплитуде импульса тока в катушке соответственно, т.е. эти кривые получены для различных эффективностей дифракции.

It is evident that curves 1 and 4 correspond to maximum and minimum amplitudes of current pulse in coil, i.e. these curves were obtained for different values of diffraction efficiency.

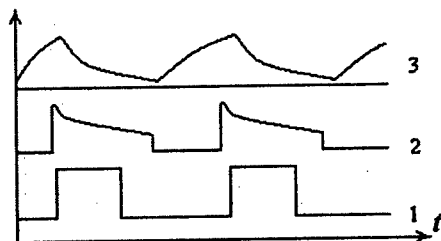


Рис. 4. Форма световых импульсов (2), интенсивность в резонаторе (3), импульсы тока (1)
Fig. 4. Diagrams of light pulses (2), intensity in resonator (3) and current pulses (1)

На рис. 4 приведены три эксперименталь-
ные осциллограммы: 1 — импульсы тока ге-
нератора (рис. 1), 2 — мощность излучения в

Figure 4 shows three experimental
oscillograms, corresponding to current
pulses of the oscillator (1), radiated

резонаторе, 3 — импульсы мощности, извлекаемые из резонатора.

Анализируя полученные результаты, можно сказать следующее. Средняя выходная мощность исследуемого лазера была примерно такой же, как и у традиционного лазера, работающего в непрерывном режиме с одним полупрозрачным зеркалом. Однако пиковая мощность в 15 раз превосходила среднюю мощность лазера ЛГН-111.

Форма выходного импульса и его длительность зависят от длительности импульса тока и инерционности модулятора. К сожалению, получить более короткие импульсы световой мощности не удалось из-за инерционности катушек Гельмгольца.

power in the resonator (2), and extracted power pulses (3).

Analysis of the given results allows to state the following. Mean output power of the investigated laser was close to power of a typical laser working in continuous mode with one semitransparent mirror. However, the peak power was 15 times more than mean power of the laser LGN-111.

The shape of output pulse and its duration depend on current pulse duration and response time of the modulator. Unfortunately, we could not form more short light pulses because of response time of the Helmholtz coils.

Литература

References

- [1] R.N. Zitter, W.H. Steier, R. Rosenberg, IEEE, J. Quantum Electronics. 1967, Vol. 3, p. 614
- [2] F.R. Nash, P.W. Smith. IEEE, J. Quantum Electronics. 1968, Vol. 4, p. 26
- [3] R.W. Dixon. J. Appl. Phys., 1967, Vol. 38, p. 5149
- [4] В.А. Табарин, Г.А. Шадрин. Оптическая бистабильность на основе магнитных решеток. Письма в ЖТФ, 2001, том 27, вып. 12, стр. 75-80
- [5] Ф. Качмарек. Введение в физику лазеров. Изд-во "Мир" М., 1981, 540 с.
- [4] Tabarin V.A., Shadrin G.A. Optical bistability on the basis of magnetic lattices. Pisma v ZhTF, 2001, vol. 27, No. 12, pp. 75-80 (*in Russian*)
- [5] F. Kachmarek. Introduction in laser physics. Moscow, "Mir" Publ., 1981, 540 p. (*in Russian*)

**О соглашениях по ориентации
систем координат при обратном
рассеянии и рассеянии вперед в
двухпозиционной РЛ поляриметрии**

**Вольфганг-Мартин Бёрнер¹, Эрнст
Люнебург² и Йорг Дж. Морисаки¹**

**On the Forward Scatter
Alignment and the Back Scatter
Alignment Conventions of Bi-
Static Radar Polarimetry**

**Wolfgang-Martin Boerner¹, Ernst
Luneburg² and Jorge J. Morisaki¹**

¹ UIC-ECE/CSN, m/c 154, 900 W. Taylor Street, SEL-W (607) - 4210, CHICAGO, IL/USA
60607-7018

T&F: + [1] (312) 996-5480, e-mail: boerner@ece.uic.edu, jmorisak@ece.uic.edu

² EML Consultants, Georg-Schmid Weg 4, Oberpfaffenhofen, D-82234 WESSLING, Germany
T/F: + [49] (8153) 1405/95-2983, e-mail: e.lueneburg@t-online.de

Правильная формулировка задачи рассеяния электромагнитной волны когерентными точечными целями в общем, двухпозиционном, случае зависит от введения соответствующих поляриметрических систем координат. В данной работе показаны недостатки часто используемых соглашений 'рассеяние вперед' (FSA) и 'рассеяние назад' (BSA), и делаются попытки модифицировать эти понятия путем введения операции обращения времени

The proper formulation of the electromagnetic wave scattering problem from coherent point targets in the general bi-static case depends on the introduction of appropriate polarimetric coordinate systems. This contribution points out deficiencies of often used 'Forward Scattering Alignment' (FSA) and the 'Back Scatter Alignment' (BSA) conventions and attempts to modify these concepts by explicitly introducing the time reversal operation

Системы координаты используются для того, чтобы понять и конкретизировать операторные полевые соотношения, сформулированные в абстрактных терминах векторов и матриц в конечномерных комплексных линейных векторных пространствах. При выборе правильных координатных систем и соглашений нужна большая осторожность, чтобы эти формулировки позволяли напрямую использовать известные математические теоремы в отношении физического мира различных сценариев рассеяния. В частности, это применяется к формулировке задач рассеяния при использовании обычных соглашений FSA и BSA для общего случая двухпозиционной РЛ поляриметрии. Это предложение также связано с попыткой объединить традиционные формулировки в виде уравнения радиолокации и уравнения напряжения, которые считаются двумя независимыми краеугольными камнями РЛ поляриметрии на одном фундаменте.

Coordinate systems are used to realize and concretize operator-valued field relations formulated in abstract vector spaces in terms of vectors and matrices in finite-dimensional complex linear vector spaces. Great care must be exercised in choosing the correct coordinate systems and conventions in such a way that the formulations allow a direct application of well-established mathematical theorems to the physical world of the various scattering scenarios. This applies in particular to the formulation of scatter problems using the conventional FSA and the BSA conventions in general bi-static radar polarimetry. This suggestion is also connected with the attempt to recombine the traditional formulations via the radar equation and via the voltage equation, considered to be the two independent cornerstones of radar polarimetry, on an equal cohesive footing.

Введение

Рассмотрим антенну с векторами антенны \vec{h}_1 , расположенную в точке 1 и излучающую электрическое поле, которой задается в дальней зоне \vec{E}_1 в точке 2 и принимается там антенной с вектором антенны \vec{h}_2 . В свою очередь эта антенна излучает электрическое поле, которое в точке 1 задается \vec{E}_2 и принимается той же антенной с вектором \vec{h}_1 . Теорема взаимности Лоренца подразумевает следующие основные соотношения (см. Мотт [1])

$$(\vec{h}_1, \vec{E}_2) \equiv \vec{h}_1 \cdot \vec{E}_2 \equiv \vec{h}_1^T \vec{E}_2 = \vec{h}_2^T \vec{E}_1 \equiv \vec{h}_2 \cdot \vec{E}_1 \equiv (\vec{h}_2, \vec{E}_1)$$

где каждая из пар \vec{h}_1, \vec{E}_2 и \vec{h}_2, \vec{E}_1 , задается в собственной линейной системе координат. Эти выражения являются билинейными формами (не скалярные произведения) и описывают наведенные напряжения. Поэтому эти формы часто называют уравнениями напряжения. Они отличаются от стандартных унитарных скалярных произведений $\langle \vec{p}, \vec{q} \rangle \equiv \vec{p}^T \vec{q}$, с которыми сталкиваются в поляриметрии, и их использовали, например, для определения ортонормальности и ортогональности.

Обращение времени

Связь между билинейными формами и стандартным скалярным произведением основано на представлении о том, что билинейные формы включают два вектора, определенные для распространения волны в противоположных направлениях, тогда как унитарное скалярное произведение использует лишь поляризационные векторы, которые соответствуют волнам, распространяющимся в одном и том же направлении. Применяя концепцию обращения времени билинейная форма типа (\vec{h}_1, \vec{E}_2) должна быть записана более точно в виде

$$(\vec{h}_1, \vec{E}_2) \equiv \vec{h}_1^T \vec{E}_2 = \vec{h}_1^{T*} \vec{E}_2 = (\vec{h}_1^*)^T \vec{E}_2 \equiv \langle \vec{h}_1^*, \vec{E}_2 \rangle.$$

Формальное сопряжение \vec{h}_1^* происходит из-за операции обращения времени, которое изменяет направление распространения, и (в линейном базисе) вызывает изменение направления вращения эллипса поляризации путем комплексного сопряжения (см. Лунбург [2]). Предположим, что электрическое поле \vec{E}_1 (обусловленное вектором антенны \vec{h}_1) в точке 2 было изменено рассеивателем

Introduction

Let us consider an antenna with antenna vectors \vec{h}_1 located at position 1 and transmitting an electric field that in the far field at position 2 is given by \vec{E}_1 and is received there by an antenna with antenna vector \vec{h}_2 . This antenna on the other hand emits an electric field that at position 1 is given by \vec{E}_2 and is received there by the antenna with antenna vector \vec{h}_1 . Lorentz' reciprocity theorem implies the basic relationship, see Mott [1]

where each one of the pairs \vec{h}_1, \vec{E}_2 and \vec{h}_2, \vec{E}_1 are given in its own linear coordinate system. The expressions are bilinear forms (not scalar products) and describe induced voltages. These forms are therefore often called voltage equations. They are quite different from the standard unitary scalar products $\langle \vec{p}, \vec{q} \rangle \equiv \vec{p}^T \vec{q}$ encountered in polarimetry and used for instance to define orthonormality and orthogonality.

Time reversal

The connection between the bilinear forms and the standard scalar product is based on the realization that the bilinear forms involve two vectors defined for wave propagation in opposite directions whereas the unitary scalar product involves only polarization vectors that correspond to waves propagating in one and the same direction. Applying the concept of time reversal a bilinear form like (\vec{h}_1, \vec{E}_2) should be written more precisely as

The formal conjugation \vec{h}_1^* is due to the time reversal operation that changes the direction of propagation and (in a linear basis) produces a change of sense of rotation of the polarization ellipse by complex conjugation, see Luneburg [2]. Suppose that the electric field \vec{E}_1 (produced by antenna vector \vec{h}_1) at position 2 has been modified by a scatterer S

S , расположенным в точке 3, и подобно тому, как электрическое поле \vec{E}_2 (обусловленное вектором антенны \vec{h}_2 в точке 1) было модифицировано тем же самым рассеивателем в точке 3. Тогда, получаем

$$\vec{E}_1(\vec{r}_2) = S(\vec{r}_2 \leftarrow \vec{r}_3 \leftarrow \vec{r}_1) \vec{h}_1(\vec{r}_1); \quad \vec{E}_2(\vec{r}_1) = S(\vec{r}_1 \leftarrow \vec{r}_3 \leftarrow \vec{r}_2) \vec{h}_2(\vec{r}_2).$$

Поперечные системы координаты в точках 1 и 2 обозначены как $B_1 = \{x_1, y_1\}$ и $B_2 = \{x_2, y_2\}$, соответственно; часто их берут теми же самыми на передачу и прием. Эти двухмерные системы координаты охватывают комплексифицированные плоскости, перпендикулярные линиям между позиционными векторами \vec{r}_1 и \vec{r}_3 , а так же \vec{r}_2 и \vec{r}_3 ; они используются для описания поляризационных плоскостей, включая направление вращения. Мы не вводим левую или правую трехмерные системы координаты, как это делается обычно, когда третья ось z параллельна или антипараллельна направлению распространения \vec{k}_i или \vec{k}_s . Следовательно,

$$(\vec{h}_2(\vec{r}_2), \vec{E}_1(\vec{r}_2)) = (\vec{h}_2(\vec{r}_2), S(\vec{r}_2 \leftarrow \vec{r}_3 \leftarrow \vec{r}_1) \vec{h}_1(\vec{r}_1)) = \\ = (\vec{h}_1(\vec{r}_1), \vec{E}_2(\vec{r}_1)) = (\vec{h}_1(\vec{r}_1), S(\vec{r}_1 \leftarrow \vec{r}_3 \leftarrow \vec{r}_2) \vec{h}_2(\vec{r}_2))$$

а сравнивая члены получаем

and comparing terms we conclude

$$S(\vec{r}_2 \leftarrow \vec{r}_3 \leftarrow \vec{r}_1) = S^T(\vec{r}_1 \leftarrow \vec{r}_3 \leftarrow \vec{r}_2)$$

или

or

$${}_{B_2} S_{B_1} = {}_{B_2} S_{B_1}^T.$$

Здесь правый индекс A в ${}_B S_A$ обозначает область определения (domain), а левый индекс B — диапазон (range) оператора S . Из предыдущего соглашения непосредственно следует, что система координаты для области оператора рассеяния $S(\vec{r}_2 \leftarrow \vec{r}_3 \leftarrow \vec{r}_1)$ согласуется с антенной системой координат $\{x_1, y_1\}$ и что система координаты ее диапазона согласуется с антенной системой координат $\{x_2, y_2\}$. Роли области и диапазона для оператора обратного рассеяния $S(\vec{r}_1 \leftarrow \vec{r}_3 \leftarrow \vec{r}_2)$ меняются местами.

В случае строго однопозиционной радиолокации позиционные векторы \vec{r}_1 и \vec{r}_2 совпадают $\vec{r}_1 = \vec{r}_2 \equiv \vec{r}_0$. Даже в этом случае не обязательно использовать совпадающие системы

located at position 3 and similarly that the electric field \vec{E}_2 (produced by antenna vector \vec{h}_2 at position 1) has been modified by the same scatterer at position 3. Then in obvious notation, one obtains

The transversal coordinate systems at positions 1 and 2 are denoted as $B_1 = \{x_1, y_1\}$ and $B_2 = \{x_2, y_2\}$, respectively, and are often taken to be the same for transmission and reception. These two-dimensional coordinate systems span complexified planes perpendicular to the lines between position vectors \vec{r}_1 and \vec{r}_3 as well as \vec{r}_2 and \vec{r}_3 and are used to describe the polarization planes including the direction of rotation. We do not introduce a left- or right-handed three-dimensional coordinate system as is done conventionally where a third z -axis is parallel or antiparallel to the direction of propagation \vec{k}_i or \vec{k}_s . Hence,

Here the right index A in ${}_B S_A$ denotes the domain and the right index B the range of the operator S . From the preceding convention it follows directly that the coordinate system for the domain of the scattering operator $S(\vec{r}_2 \leftarrow \vec{r}_3 \leftarrow \vec{r}_1)$ agrees with the antenna coordinate system $\{x_1, y_1\}$ and that the coordinate system of its range agrees with the antenna coordinate system $\{x_2, y_2\}$. For the inverse scattering operator $S(\vec{r}_1 \leftarrow \vec{r}_3 \leftarrow \vec{r}_2)$ the roles of domain and range are interchanged.

In the strict monostatic radar back-scattering case the position vectors \vec{r}_1 and \vec{r}_2 coincide $\vec{r}_1 = \vec{r}_2 \equiv \vec{r}_0$. It is not necessary even in this case to use coinciding coor-

координаты при общем положении для области и диапазона оператора S . Однако, если мы выбираем $B_1=B_2=B$, т.е. совпадающие системы координат, то тогда мы получаем частный привлекательный случай, когда ${}_BS_B = {}_BS_B^T$ или более кратко $S = S^T$.

В более общей ситуации, когда $B_1 \neq B_2$, общее соотношение ${}_B S_{B_1} = {}_{B_2} S_{B_1}^T$, приведенное выше справедливо, но его применение ограничено, пока не будет доказано, что для области и диапазона оператора нужно использовать те же самые системы координаты на обеих сторонах.

FSA и BSA

С целью оптимизации мощности в общем случае т.н. двухпозиционного рассеяния мы должны рассмотреть передающую антенну с ее локальной системой координат B_1 и приемную антенну с ее локальной системой B_2 . Область оператора рассеяния S будет использовать систему координат B_1 , а ее диапазон систему координат B_2 .

Направление распространения \vec{k}^i электромагнитной волны, падающей на цель, совпадает с направлением распространения передающей антенны, т.е. $\vec{k}^i = \vec{k}^t$. С другой стороны, направление распространения \vec{k}^s рассеянной волны противоположно направлению распространения приемной антенны. Нужно помнить, что поляризация антенны всегда определяется как поляризация, которую бы она излучала, независимо от того, используется ли антенна фактически для передачи или приема.

Поляризация приемной антенны определена как поляризация такой электромагнитной волны, которая принимается антенной наилучшим образом, см. Стандартные определения IEEE [3]. Используя те же самые линейные системы координаты для рассеянной волны и приемной антенны, эллипс поляризации, которая принята наилучшим образом, имеет ту же самую геометрическую форму или геометрическое место точек как и эллипс поляризации, излучаемой антенной с противоположным направлением вращения, когда на оба эллипса смотрят с одной точки. Учитывая противоположные направления распространения, обе волны имеют то же самое направление вращения (*handedness*).

dinate systems at the common location for the domain and the range of the operator S . However, if we choose $B_1=B_2=B$, i.e., coinciding coordinate systems, then we obtain the particular appealing situation that ${}_BS_B = {}_BS_B^T$ or short $S = S^T$.

In the more general situation when $B_1 \neq B_2$ the general relation ${}_B S_{B_1} = {}_{B_2} S_{B_1}^T$ shown above is valid but of limited use since to be able to draw useful conclusions the same coordinate systems on both sides for the domain and the range of the operator must be taken.

FSA and BSA

For power optimization purposes in the general so-called bi-static scattering case we have to consider the transmit antenna with its local coordinate system B_1 and the receive antenna with its local system B_2 . The domain of the scattering operator S will use the coordinate system B_1 and its range the coordinate system B_2 .

The direction of propagation \vec{k}^i of the electromagnetic wave incident upon the target coincides with the direction of propagation of the transmit antenna, i.e., $\vec{k}^i = \vec{k}^t$. On the other hand the direction of propagation \vec{k}^s of the scattered wave is opposite to the direction of propagation of the receive antenna. It should be remembered that the polarization of an antenna is always defined as the polarization that it transmits, irrespectively if the antenna is actually used for transmission or reception.

The receive antenna polarization is defined as the polarization of that electromagnetic wave that is best received by the antenna, see IEEE Standard Definitions [3]. Using the same linear coordinate systems for the scattered wave and the receiving antenna the polarization ellipse that is best received has the same geometric form or locus as the polarization ellipse emitted by the antenna but opposite sense of rotation when both ellipses are looked at from a common point of view. Taking into account the opposite directions of propagation both waves have the same sense of rotation or the same handedness. If

Если поляризация антенны \vec{h} , всегда определена для излучения в линейном ортонормальном поляризационном базисе, то поляризация приемной антенны или поляризации падающей волны, которая наилучшим образом принята антенной, задается комплексно сопряженной величиной \vec{h}^* .

Эта ситуация может быть описана весьма общими терминами в соответствии с понятием обращения времени \mathcal{T} . Этот антилинейный оператор $\mathcal{T}^2 = I$ является инволюторным, он преобразует любую траекторию в ее копию с измененным на противоположное направлением движения и преобразует в комплексно сопряженную любую компоненту поля в линейном базисе (см. Luneburg [2]). Причина использования обращения времени состоит в том, что поляризационные характеристики, в частности в задачах оптимизации, для приходящей и уходящей (падающей и рассеянной) ЭМ волны можно сравнивать только тогда, когда используется одно и то же поляризационное пространство. Обращение времени \mathcal{T} преобразует состояния поляризации волн, распространяющихся в противоположных направлениях, в состояния поляризации, соответствующие волнам, распространяющимся только в одном направлении. В этом смысле мы отличаем соглашение FSA, привязанное к падающей или рассеянной волне (координатная система, ориентируемая с волной) и соглашение BSA, привязанное к приемной антенне (см. Улаби и Елачи [4]). Сравнение понятий FSA и BSA обманчиво, так как обе концепции можно применить к общей ситуации двухпозиционного рассеяния, включая рассеяние строго вперед и назад, но нужно всегда иметь в виду, что рассеяние вперед и обратное рассеяние — это разные физические явления. Если диапазон оператора рассеяния и область приемной антенны совпадают, то в линейном поляризационном базисе мы имеем для рассеянного поля \vec{E}^s общее соотношение обращения времени между модифицированным FSA и BSA соглашением

$$\vec{E}^s|_{BSA} = \vec{E}^{s*}|_{FSA},$$

при условии, что используется одна и та же линейная система координат.

Нужно отметить, что эта новая предложенная модификация BSA и FSA соглашений

the antenna polarization is \vec{h} , always defined for transmission in a linear orthonormal polarization basis, the polarization of the receive antenna or the polarization of the incident wave that is best received by the antenna is given by the complex conjugate \vec{h}^* .

This situation can be described in quite general terms by the concept of time reversal \mathcal{T} . This anti-linear operator is involutory $\mathcal{T}^2 = I$, converts any trajectory into its motion-reversed counterpart and takes the complex conjugate of any field component in a linear basis, see Luneburg [2]. The reason for the application of the time reversal is the fact that polarization characteristics, in particular optimization problems, for incoming and outgoing (incident and scattered) electromagnetic waves can be compared if only if one and the same polarization space is involved. Time reversal \mathcal{T} transforms the states of polarization for waves propagating in opposite directions into states of polarization corresponding to waves propagating in only one direction. In this sense we distinguish between the Forward Scattering Alignment (FSA) convention as being fixed to the incident or scattered wave (wave oriented coordinate system) and the Backscatter Alignment (BSA) convention as being fixed to the receiving antenna, see Ulaby and Elachi [4]. The notation FSA versus BSA is misleading since both concepts can be applied to the general situation of bi-static scattering including strict forward and back-scattering but it must always be kept in mind that forward scattering and backscattering are distinct physical phenomena. If the range of the scatter operator and the domain of the receiving antenna coincide then for a linear polarization basis we have for the scattered field \vec{E}^s the general time reversal relation between the modified FSA and BSA convention

provided that the same linear coordinate system is used.

It must be pointed out that this new proposed modification of the BSA and

отличается от традиционного определения, приведенного, например, Моттом [1], который считает различие между BSA и FSA результатом использования либо одних и тех же линейных систем координаты для диапазона оператора рассеяния и приемной антенны (но без комплексного сопряжения), либо использования различных координатных систем, всегда подстраивающихся под правую систему координат. Предложенные модификации используют только двухмерные системы координаты и избегают применения трехмерных систем с его вечным вопросом о виде системы координат — правой или левой.

Установив схему используемых координатных систем и учитывая волны, распространяющиеся в противоположных направлениях, используем для фактического вычисления оптимальной передачи мощности концепцию классов эквивалентности. Объясним это для обратного рассеяния. Матрица рассеяния Синклера, которая является симметрической в соглашении BSA, представляет собой комплексную 2×2 матрицу общего вида в линейном $\{x, y\}$ базисе

$$S = \begin{bmatrix} S_{xx} & S_{xy} \\ S_{yx} & S_{yy} \end{bmatrix} = S^T$$

поскольку $S_{xy} = S_{yx}$.

Переходя к другому поляризаационному базису путем унитарного конподобия (см. Люнебург [2]), получаем класс эквивалентности $C(S) = \{U^T S U \mid S = S^T; \text{ для всех унитарных матриц } U^T U = I\}$.

Каждая матрица этого класса эквивалентности является представлением того же самого оператора рассеяния S , только в различных базисах. Один член этого класса имеет особенно удобный диагональный вид для специальной матрицы U такой, что

$$U^T S U = \text{diag}[\lambda_1, \lambda_2].$$

Диагональные элементы являются собственными числами, а столбцы U — собственными векторами. Это — содержание теоремы Такаги (см. Такаги [5]). Для общего случая двухпозиционного рассеяния сходную роль играет общая теорема разложения сингулярной величины (SVD). Все эти соображения можно точно так же распространить на случай некогерентного рассеяния, с использованием

FSA conventions is different from the traditional definition as for instance given by Mott [1] that considers the difference between BSA and FSA as being a result of using either the same linear coordinate systems for the range of the scattering operator and the receiving antenna (but no complex conjugation) or using different coordinate systems adapting always a right-handed wave oriented coordinate system. The proposed modifications use only 2-dimensional coordinate systems and avoid the application of 3D systems with its intimately related question of right- or left-handedness.

Having set the scheme for the coordinate systems used and taking care of waves propagating in opposite directions the actual calculation of optimal power transfer makes use of the concept of equivalence classes. We explain this for backscattering. The Sinclair scatter matrix that is symmetric in the BSA convention is a complex 2×2 matrix of the general form in the linear $\{x, y\}$ -basis

due to $S_{xy} = S_{yx}$.

Going over to a different polarization basis by unitary consimilarity, see Luneburg [2], we obtain the equivalence class $C(S) = \{U^T S U \mid S = S^T; \text{ for all unitary matrices } U^T U = I\}$.

Every matrix of this equivalence class is a representation of the same scattering operator S , only in different bases. There is one member of this class that has a particularly convenient form: a diagonal form for a special matrix U such that

The diagonal elements are the coneigenvalues and the columns of U the coneigenvectors. This is Takagi's theorem, see Takagi [5]. For the general bistatic scatter case a similar role is played by the general Singular Value Decomposition (SVD) theorem. All these considerations can be extended also to the incoherent scatter case using directed

направленных векторов Стокса и матриц Мюллера и Кенно.

В этой статье рассмотрены существующие несоответствия при использовании традиционных координатных систем BSA и FSA соглашений и даны предложения по преодолению этих трудностей.

Литература

- [1] Mott, H., *Antennas for Radar and Communications: A Polarimetric Approach*, John Wiley & Sons, New York 1992
- [2] Luneburg, E., Principles of Radar Polarimetry, *IEICE Transactions on Electronics (Special Issue on Electromagnetic Theory)*, vol. E78-C, 10 (1995) 1339-1345
- [3] IEEE Standard Number 145-1983: Definitions of Terms for Antennas, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, AP-31(6), November 1983
- [4] Ulaby, F.T. and Elachi, Ch., *Radar Polarimetry for Geoscience Applications*, Artech House, Norwood MA, 364 ppm, 1990
- [5] Takagi, T., On an algebraic problem related to an analytical theorem of Caratheodory and Fejer and on an allied theorem of Landau, *Japanese J. Math.*, 1 (1927) 83-93

Stokes vectors and to the Mueller and Kennaugh matrices.

This contribution points out existing discrepancies in using the traditional coordinate systems of the BSA and FSA conventions and provides suggestions how to overcome these difficulties.

References

- [1] Mott, H., *Antennas for Radar and Communications: A Polarimetric Approach*, John Wiley & Sons, New York 1992
- [2] Luneburg, E., Principles of Radar Polarimetry, *IEICE Transactions on Electronics (Special Issue on Electromagnetic Theory)*, vol. E78-C, 10 (1995) 1339-1345
- [3] IEEE Standard Number 145-1983: Definitions of Terms for Antennas, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, AP-31(6), November 1983
- [4] Ulaby, F.T. and Elachi, Ch., *Radar Polarimetry for Geoscience Applications*, Artech House, Norwood MA, 364 ppm, 1990
- [5] Takagi, T., On an algebraic problem related to an analytical theorem of Caratheodory and Fejer and on an allied theorem of Landau, *Japanese J. Math.*, 1 (1927) 83-93

Локационное зондирование снежных покровов

А.М. Суханюк (мл.), Е.Л. Шошин

Сургутский государственный университет
E-mail: suhanuk_alexei@hotmail.ru,
shoshin6@mail.ru

В работе представлен комплексный подход к исследованию снежных покровов. Рассматривается возможность объединения в одно устройство оптического и радиоволнового активных локационных устройств с целью определения толщины снежного покрова. С помощью векторной обработки зондирующих сигналов предлагается определять микрофизические параметры снега и тип подстилающей поверхности.

Location Sounding of Snow Covers

A.M. Sukhanjuk Jr., E.L. Shoshin

Surgut State University
E-mail: suhanuk_alexei@hotmail.ru,
shoshin6@mail.ru

In the paper, a complex approach to analysis of snow covers is presented. The opportunity to unite optical device and active RF radar in one system, in order to determine snow cover thickness, is considered. It is suggested to evaluate microphysical parameters of snow and type of underlaying surface with the use of vector processing of sounding signals.

Исследование снежных покровов позволяет решать различные прикладные задачи, такие как: прогнозирование урожайности сельскохозяйственных культур, определение степени опасности весенних наводнений и паводков, оценка опасности схода лавин в горных местностях, установление метеорологических законов формирования климата на определенной территории. Для решения этой задачи можно применить совокупность активных локационных устройств оптического и радиоволнового диапазонов. Одним из основных параметров, которые необходимо определить, является толщина снежного покрова.

Определить данный параметр можно путем объединения лазерного и радиолокационного дальнометров [1, 2]. Известно [3], что снег характеризуется хорошей проницаемостью для радиоволн диапазона СВЧ. Практически подтверждено, что самолетные радиовысотометры при работе в зимних условиях эксплуатации измеряют дальность до земной поверхности, а не до снежного покрова. В то же время лазерное излучение хорошо отражается от поверхности снега. Различие в проникающей способности электромагнитных колебаний оптического и радиолокационного диапазона длин волн служит физической основой для дистанционного измерения толщины снежного покрова.

Точность оценки толщины снежного покрова прямо связана с погрешностью измерения

Investigations of snow covers allow to solve such problems as forecasting of agricultural crops capacity, danger evaluation of spring flood and high waters of the plains and avalanching in mountains, determination of meteorological regularities of climate formation within specific territories. To solve this problem, it is possible to apply a set of active remote sensing devices of optical and RF frequency bands. The main parameter to be estimated is thickness of snow cover.

The estimation of this parameter is possible as a result of combining laser and radar range-finders [1, 2]. It is known [3], that snow is characterized by good penetrability in microwave band. It was confirmed in practice that in winter conditions airborne radio-altimeters measure the range to ground surface instead of snow cover. At the same time, laser radiation is well reflected from snow surface. The difference in penetration ability of signals in optical and radar frequency bands constitutes the physical background for remote measuring the snow cover thickness.

The estimation accuracy of snow cover thickness directly depends on

разности времен распространения оптического и радиолокационного излучения. Для достижения малых погрешностей измерений расстояния D широко используется фазовый метод. Основное уравнение фазовой дальнометрии имеет вид [1]

$$D = \frac{c}{2F_M} \left(N + \frac{\varphi}{2\pi} \right) \quad (1)$$

где φ — измеряемая разность фаз между принимаемым колебанием масштабной частоты и опорным модулирующим колебанием; N — целое положительное число; c — скорость света; F_M — частота модуляции (масштабная частота). Если фазометр измеряет φ со среднеквадратической ошибкой $\delta\varphi$, то дальность определяется со среднеквадратической ошибкой

$$\delta D = \frac{\delta\varphi c}{4\pi F_M} \quad (2)$$

Выбрав достаточно большое значение масштабной частоты F_M можно обеспечить необходимую точность измерения дальности, одновременно с этим диапазон однозначно измеряемых расстояний уменьшается. Определение толщины снежного покрова D_s (рис.1) основывается на одновременном облучении его радиолокационным и оптическим сигналами с несущими частотами f_1 и f_2 , модулированными по амплитуде.

measurement errors of propagation time difference of optical and radar radiation. The phase method is widely used for obtaining of small errors of range D measurements. The basic equation of phase range finding reads as [1]

where φ is measured phase difference between received oscillation of scaling frequency and reference oscillation; N is a positive integer; c is the light speed; F_M is modulation frequency (scaling frequency). If a phasemeter measures φ with root-mean-square error $\delta\varphi$, then the range is estimated with error of

Having chosen a rather large value of the scale frequency F_M , it is possible to provide the required range measurement accuracy. However, in this case the unambiguous measuring range decreases. The estimation of snow cover thickness (Fig. 1) is based on simultaneous irradiation of the cover by radio and optical signals with amplitude modulated carrier frequencies f_1 and f_2 .

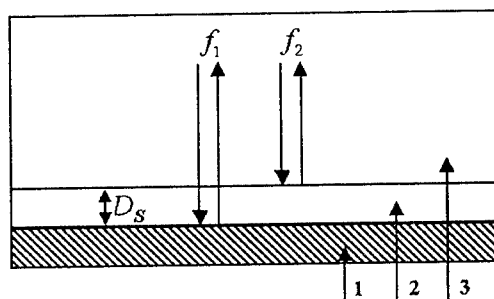


Рис. Схема измерений (1 - почва; 2 - снежный покров; 3 - атмосфера)

Fig. Measurement diagram: soil (1), snow cover (2), air (3)

Разность фаз $\Delta\varphi_M$ огибающих сигналов приемных трактов радиолокационного (φ_1) и оптического (φ_2) каналов определяет толщину снежного покрова D_s

The phase difference $\Delta\varphi_M$ of the waveform envelopes in the radar (φ_1) and optical (φ_2) channel receivers determines the snow cover thickness D_s as

$$D_s = \frac{(\varphi_1 - \varphi_2)c}{4\pi F_M} = \frac{\Delta\varphi_M c}{4\pi F_M} \quad (3)$$

Современные цифровые фазометры [1] обеспечивают точность измерения фазы $\delta\varphi' \approx 0,5^\circ$. При этом, на частоте модуляции $F_M = 10$ МГц среднеквадратическая ошибка измерения толщины снежного покрова составляет $\delta D_s \approx 0,021$ м, а интервал однозначно измеряемой толщины снега равен $0 \div 15$ м.

Таким образом, совмещение радиоволнового и лазерного локационных устройств позволяет производить измерение толщины снежного покрова. Зная среднюю плотность снега ($\rho = 0,1$ для свежеснежного и $\rho = 0,5$ для слежавшегося снега, [4]), можно определить объем выпавшего снега на определенной территории. Производя периодические наблюдения можно вывести некоторые климатологические зависимости или определить опасность наводнений в весенний период времени. Наиболее оптимальным местом расположения предлагаемой системы измерения толщины снежного покрова, для решения вопроса мобильности, является вертолет.

Поверхность снежного покрова может находиться как в своем основном состоянии, так и в некоторых переходных: наст, лед, вода. С помощью векторного анализа отраженного оптического сигнала, можно определить к какому из указанных типов относится исследуемая поверхность. Добавив в оптический приемный тракт призму Волластона, можно определить степень деполяризации отраженного сигнала

$$N = I_{\perp} / I_{\parallel}, \quad (4)$$

где I_{\perp}, I_{\parallel} — кросс и параллельно поляризованные компоненты. Согласно [5] этот параметр для некоторых типов подстилающей поверхности варьируется в следующих пределах: $0,9 \div 0,7$ (снег), $0,22 \div 0,6$ (лед), $0,06 \div 0,04$ (лед, покрытый водяной пленкой). Таким образом, можно производить селекцию типов поверхности снежного покрова по поляризационному признаку.

В работе рассмотрено комплексное устройство, объединяющее в своем составе лазерную и радиоволновую активные локационные системы. С помощью него можно производить измерение толщины снежного покрова. Физической основой этого является различие в проникающей способности ЭМ колебаний оптического и РЛ диапазонов волн. Кроме того, предложенное устройство позволяет с помощью векторного анализа оптического сигнала производить селекцию типа поверхности снежного покрова, на снег, лед, лед, покрытый водой.

The modern digital phasometers [1] provide the phase measurement accuracy $\delta\varphi' \approx 0,5^\circ$, whereas the rms error of the thickness estimate makes $\delta D_s \approx 0,021$ m with the modulating frequency $F_M = 10$ MHz, and the unambiguous snow cover thickness lies in the range $0 \div 15$ m.

Thus, the combining RF and laser remote sensing devices allows to measure thickness of snow covers. Knowing average snow density ($\rho = 0,1$ for just falling snow, and $\rho = 0,5$ for packed snow [4]), we can estimate the whole snow fall volume within a specific area. Having made a series of recurrent observations, it is possible to deduce some climatological regularities or evaluate danger of spring floods. The optimal location of the system intended for measuring snow cover thickness is a helicopter as the most mobile vehicle.

The snow cover surface can be as in its intrinsic state, and in the transient states (thin crust, ice, and water). The vector analysis of reflected optical signal allows to determine a type of the snow cover surface. Adding the Wollaston prism into optical receiving channel gives a possibility to estimate the depolarization degree of the reflected signal

where I_{\perp}, I_{\parallel} are cross- and co-polarized components. According to [5] this parameter varies in the ranges $0,9 \div 0,7$ (snow), $0,22 \div 0,6$ (ice), $0,06 \div 0,04$ (ice with water coating) for some types of the surface. Thus, it is possible to distinguish the snow cover surface types by this polarization signature.

In the paper, we presented a system, which combines the active laser and RF remote sensing devices. It allows to measure the snow cover thickness. The physical background of the system is the difference in penetration ability of signals in optical and radar frequency bands. Besides, the suggested system allows to select the snow covers into snow, ice, ice coated by water, with using the optical signals' vector analysis.

Литература

- [1] Л.А. Аснис, В.П. Васильев, В.Б. Волконский и др. Лазерная дальнометрия. Под ред. В.П. Васильева и Х.В. Хинрикус. - М.: Радио и связь, 1995, 256 с.
- [2] Белоцерковский Г.Б. Основы радиолокации и радиолокационные устройства. - М.: Советское радио, 1975, 336 с.
- [3] Красюк Н.П., Коблов В.Л., Красюк В.Н. Влияние тропосферы и подстилающей поверхности на работу РЛС. - М.: Радио и связь, 1988, 216 с.
- [4] Радиолокация поверхности Земли из космоса / М. Назиров, А.П. Пичугин, Ю.Г. Спиридонов. - Л.: Гидрометеиздат, 1990
- [5] Вагнер Э.А., Ефремов А.В., Жуков А.Ф., Пепарт А.Р., Цвык Р.Ш. Радиооптический метод диагностики состояния поверхности дороги // Оптика атмосферы и океана, 1999, том 12, № 8, стр. 712-714

References

- [1] Asnis L.A., Vasiljev V.P., Volkonskij V.B., et. al. Laser distance measuring. Editors: V.P. Vasiljeva, H.V. Hinrikus. Moscow, Radio i Svjaz Publ., 1995 (*in Russian*)
- [2] Belotserkovskij G.B. Radar foundations and radar devices. Moscow, Sov. Radio Publ., 1975 (*in Russian*)
- [3] Krasjuk N.P., Koblov V.L., Krasjuk V.N. Influence of troposphere and underlying surface on radar operation. Moscow, Radio i Svjaz Publ., 1988 (*in Russian*)
- [4] M. Nazirov, A.P. Pichugin, Ju.G. Spiridonov. Radar sensing of Earth surface from space. Leningrad, Hydrometeoizdat Publ., 1990 (*in Russian*)
- [5] Vagner E.A., Efremov A.V., Zhukov A.F., Pepart A.R., Tsvyk R.Sh. Radiooptical diagnostic method of road surface condition. Optika atmosfery i okeana, 1999, vol. 12, No. 8, pp. 712-714 (*in Russian*)

Экспериментальное исследование матриц обратного рассеяния радиолокационных объектов

В.А. Бутко, В.А. Хлусов

НИИ РТС, Томский университет систем управления и радиоэлектроники
Томск, 634050, пр. Ленина 40
E-mail: butko@orts.tomsk.ru, rirs_pol@ngs.ru

Представлены результаты экспериментальных исследований поляризационных матриц рассеяния морской поверхности, дождевых осадков и надводных судов в диапазоне длин волн 3 см. Натурные измерения выполнены на когерентно-импульсной РЛС с переключаемой от импульса к импульсу поляризацией зондирующего излучения и приемом ортогонально поляризованных компонент отраженных сигналов. Анализ экспериментальных данных показал, что каждый из исследованных объектов характеризуется своим, присущим только ему набором значений коэффициентов взаимной корреляции элементов матрицы рассеяния.

Введение

Потенциальные возможности повышения информативности радиолокационных систем (РЛС) дистанционного зондирования за счет использования векторных свойств электромагнитных (ЭМ) волн в существенной степени определяются различиями в поляризационных характеристиках объектов. Именно эти различия являются основой для формирования поляризационных признаков объектов и синтеза алгоритмов обработки сигналов в поляриметрических РЛС. В этой связи является важным получение и анализ экспериментальных данных о поляризационных характеристиках реальных радиолокационных объектов.

В сентябре 2001 г. нами проведен цикл измерений матриц обратного рассеяния (МР) морской поверхности, гидрометеоров и надводных судов. Измерения выполнены с использованием когерентно-импульсной поляриметрической РЛС, установленной на берегу моря, на высоте 40 м. В первой части доклада приведено краткое описание измерительного комплекса. Во второй части изложена методика обработки данных.

Experimental Investigations of Backscattering Matrices of Radar Objects

V.A. Butko, V.A. Khlusov

RIRS, Tomsk University of Control Systems and Radioelectronics
Lenin Ave. 40, 634050, Tomsk, Russia
E-mail: butko@orts.tomsk.ru, rirs_pol@ngs.ru

Results of experimental investigations of the polarization scattering matrices of sea surface, rain and surface vessels in X-band are presented. The in-situ measurements have been performed with the use of coherent pulse radar with pulse-to-pulse polarization switching of transmitted signals and reception of orthogonally polarized components of the reflected signals. The experimental data analysis has shown that every object under investigation can be characterized by its own inherent set of cross-correlation coefficient values of the backscattering matrix's elements

Introduction

The potentialities of increasing the information content of remote sounding radars by the use of vector properties of electromagnetic (EM) waves are essentially determined by differences in polarization characteristics of radar objects. It is the differences that are the basis for formation of the polarization signatures and synthesis of the signal processing algorithms in polarimetric radars. That is why, acquisition and analysis of experimental data on polarization characteristics of real radar objects are so important.

In September 2001 we have carried out the measuring campaign of backscattering matrices (BSM) of sea surface, hydrometeors and surface vessels. The measurements were done with the use of coherent pulse polarimetric radar, installed on sea coast, at 40 m height. The first part of the presentation includes brief description of the measuring installation. In the second part, the used technique

Результаты обработки — доплеровские спектры и коэффициенты взаимной корреляции элементов матриц рассеяния, рассматриваются и обобщаются в третьей части.

1. Измерительный комплекс

Измерительный комплекс построен на базе когерентно-импульсной РЛС с переключаемой от импульса к импульсу поляризацией излучения (горизонтальная/вертикальная) и одновременным приемом ко- и кросс-поляризованных компонент отраженных сигналов. Для каждого разрешаемого РЛС объема пространства измерительный комплекс обеспечивает получение оценок всех четырех комплексных элементов матрицы рассеяния в линейном поляризационном базисе

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} \dot{S}_{hh} & \dot{S}_{hv} \\ \dot{S}_{vh} & \dot{S}_{vv} \end{bmatrix} \quad (1)$$

за интервал времени 1,95 мс, равный двум периодам повторения зондирующих импульсов. Оценки элементов матрицы рассеяния формируются по квадратурным составляющим выходных сигналов приемных каналов с предварительной коррекцией неидентичности и неортогональности каналов квадратурных демодуляторов, определенных по тестовому сигналу. Основные технические характеристики измерительного комплекса приведены в таблице 1.

of data processing is described. The processing results (Doppler spectra and cross-correlation coefficients of the BSMs elements) are discussed in the third part.

1. Measuring installation

The measuring installation design is based on a coherent pulse radar with pulse-to-pulse switching of radiated signal's polarization (horizontal/vertical) and simultaneous reception of the co- and cross-polarized reflected components. For every radar resolution cell, the installation could estimate all four complex elements of the backscattering matrix in the linear $\{HV\}$ polarization basis

for 1,95 ms equal to 2 pulse repetition periods. The estimates of BSM elements are found by signal quadratures at the receiver channels outputs. Before the estimation, the quadrature demodulators were adjusted by test signal, in order to ensure the identity and orthogonality of the channels. The basic performance of the measuring installation is shown in Table 1.

Таблица 1. Характеристики измерительного комплекса
Table 1. Characteristics of measuring installation

Несущая частота (Carrier frequency)	9370 MHz
Тип антенны (Antenna)	Параболический отражатель (Parabolic reflector)
Облучатель (Antenna feed)	Двухполяризационный Dual-polarization
Коэффициент усиления антенны (Antenna amplification)	36 dB
Ширина луча по уровню -3 dB (Beamwidth)	2,8°
Уровень первых боковых лепестков (Sidelobe level)	-23 dB
Импульсная мощность передатчика (Transmitter pulse power)	7 kW
Поляризация (Polarization)	Г-В, импульсное переключение (H-V, pulse-to-pulse)
Поляризационная развязка (Polarization isolation)	≥20 dB
Длительность импульса (Pulse duration)	0.85 μs
Разрешение по дальности (Range resolution)	127,5 m
Частота повторения импульсов (PRF)	1024 Hz
Однозначно измеряемая скорость Unambiguous velocity	4 m/s
Коэффициент шума системы (Noise factor)	5 dB
Число разрядов АЦП (ADC capacity)	12
Число отсчетов МР из одного строка дальности (Number of SM's samples per a range cell)	1024
Число стробов дальности (Number of range cells)	200

2. Обработка данных

За период измерений на жесткий диск ЭВМ записано 362 файла данных. Записи файлов проведены при неподвижной приемно-передающей антенне, ориентированной на нулевой угол места. Каждый из файлов содержит последовательности из $N=1024$ отсчетов матрицы рассеяния $\hat{S}_{ij}(n)$ ($i, j=h, v$; $n=1, \dots, N$) для каждого из элементов разрешения РЛС. Длительность каждой из реализаций матриц рассеяния 2 с. Анализ полученных реализаций показал, что для измеренных матриц рассеяния выполняется соотношение $\hat{S}_{vh}(n) = \hat{S}_{hv}(n)$ с погрешностью, обусловленной шумами приемных каналов.

В процессе статистической обработки реализации матрицы рассеяния оценивались:

1. некогерентные параметры матрицы рассеяния — среднее значение отношения ЭПР объекта на горизонтальной и вертикальной поляризации α и средние значения коэффициентов деполаризации D_h , D_v для горизонтальной и вертикальной поляризации соответственно. Здесь

$$\alpha = \sigma_{hh} / \sigma_{vv}, \quad D_h = \sigma_{vh} / \sigma_{hh}, \quad D_v = \sigma_{hv} / \sigma_{vv},$$

где

$$\sigma_{ij} = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N |\hat{S}_{ij}(n)|^2$$

— оценка среднего значения квадрата модуля элемента матрицы рассеяния;

2. доплеровские спектры элементов матрицы рассеяния. Оценки спектров рассчитывались методом периодограмм Уэлча при спектральном разрешении 2,7 Гц;
3. коэффициенты взаимной корреляции элементов матрицы рассеяния для различных интервалов наблюдения, определяемые в соответствии с выражением

$$\hat{\rho}_{ijkl} = \left(M \sqrt{\sigma_{ij} \sigma_{kl}} \right)^{-1} \sum_{n=1}^M \hat{S}_{ij}(n) \hat{S}_{kl}^*(n), \quad (2)$$

где $M \leq N$ — число отсчетов на интервале наблюдения $T=2M/F_r$, $F_r=1024$ Гц — частота повторения зондирующих импульсов.

3. Результаты обработки данных

На рис. 1 приведены примеры доплеровских спектров элементов матриц рассеяния морской поверхности при волнении 2-3 балла, зоны дождя и надводного судна. Формы спектров кросс-поляризованных компонент

2. Data processing

During the whole measuring campaign 362 files have been recorded. The data were acquired for stable transmitting-receiving antenna at zero elevation. All files contain sequences of $N=1024$ samples of BSM $\hat{S}_{ij}(n)$ ($i, j=h, v$; $n=1, \dots, N$) for each radar resolution cell. Time duration of a sequence is 2 sec. The samples analysis has shown that relation $\hat{S}_{vh}(n) = \hat{S}_{hv}(n)$ is valid for the measured BSMs to error caused by noise of the receiving channels.

The statistical processing of samples includes

1. estimation of such non-coherent parameters of BSM as average ratio α of the radar reflectivity at horizontal and vertical polarizations, mean values of the depolarization factors D_h , D_v for horizontal and vertical polarization, correspondingly. Here

is estimate of the average square of BSM's element modulus;

2. estimation of BSM elements' Doppler spectra. The estimates were found by Welch periodogram method with 2,7 Hz spectral resolution;
3. estimation of cross-correlation coefficients of BSM elements for various observation periods in accordance with expression

where $M \leq N$ is a number of samples for observation interval $T=2M/F_r$, $F_r=1024$ Hz is PRF of sounding pulses.

3. Results of data processing

Figure 1 shows examples of the Doppler spectra of BSM elements for sea surface (Beaufort number is 2-3), rain area, and surface vessel. The spectra forms of the cross-polarized reflections

отражений для всех объектов практически совпадают, что является следствием симметрии матрицы обратного рассеяния.

practically coincide for all objects, that follows from symmetry of the backscattering matrix.

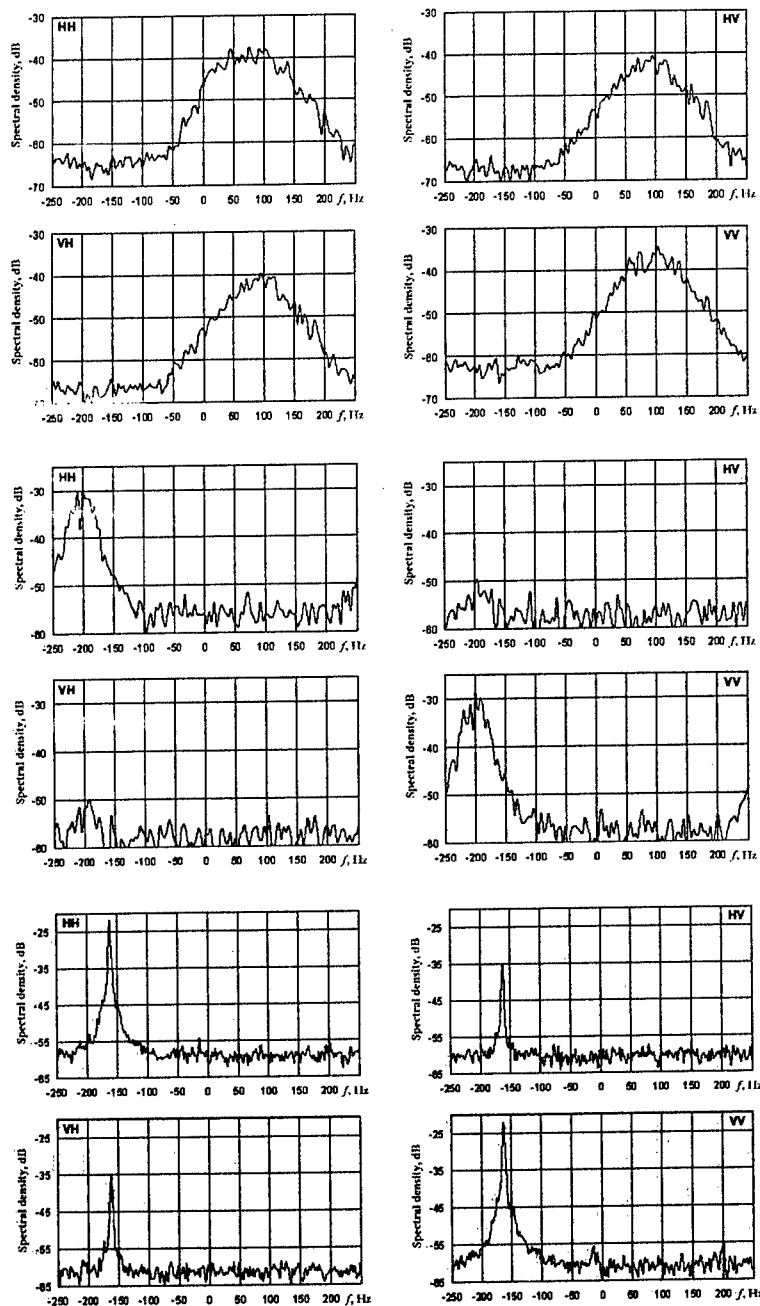


Рис. 1. Доплеровские спектры элементов матрицы рассеяния: а) морская поверхность; б) зона выпадения дождя; в) рыбацкое судно
Fig. 1. Doppler spectra of the scattering matrix elements: a) sea surface, b) rain area, c) surface vessel

Для морской поверхности (рис. 1а) кривые спектральной плотности ко- и кросс-поляризованных компонент отраженного сигнала близки к гауссовским с шириной 80÷100 Гц по уровню -3 дБ. Величина смещения спектров зависит от направления зондирования относительно направления ветра и достигает максимальных значений при ориентации луча радиолокатора по ветру или против ветра (± 100 Гц в проведенных измерениях). Максимальная дистанция, с которой наблюдались отражения от поверхности моря, не превышала 12 км. Отражения от зоны выпадения дождя (рис. 1б, дистанция $R=20,5$ км) имеют высокий уровень ко-поляризованных и низкий (на уровне поляризационной развязки) уровень кросс-поляризованных компонент. Ширина спектров ко-поляризованных компонент лежит в интервале 40÷65 Гц, что соответствует среднеквадратическому разбросу скоростей рассеивателей в объеме разрешения 0,61 м/с. Для надводного судна (рис. 1с, $R=22,8$ км) характерны узкие спектры элементов матрицы рассеяния. Основная доля энергии отраженного сигнала сосредоточена в одной ячейке разрешения по доплеровской частоте.

На рис. 2 представлены гистограммы оценок модулей комплексных коэффициентов взаимной корреляции ρ_{hhvv} , ρ_{hhhv} , ρ_{vvhv} соответствующих элементов матрицы рассеяния на коротких интервалах наблюдения ($T=40$ мс).

For sea surface (Fig. 1a), the spectral density curves of co- and cross-polarized components of the reflected signal are close to Gaussian law with 80÷100 Hz spectrum width at -3 dB level. The spectra shift depends on sounding direction relatively wind direction and takes maximum values (± 100 Hz in the given measurements) when radar beam is aligned downwind or against the wind. The maximum range, from which the sea surface reflections were observed, did not exceed 12 km. The reflections from rain area (Fig. 1b, distance $R=20,5$ km) have a high level of co-polarized and low level (at the polarization isolation level) of cross-polarized components. The spectrum width of co-polarized components varies from 40 to 65 Hz, that corresponds to rms velocity dispersion of scatterers 0,61 mps in the resolution cell. For surface vessel (Fig. 1c, distance $R=22,8$ km), narrow spectra of the BSM elements is typical. The main part of the reflected signal power is localized in one resolution Doppler cell.

Figure 2 shows sampling histograms of modulus estimates of the cross correlation coefficients ρ_{hhvv} , ρ_{hhhv} , ρ_{vvhv} of the corresponding BSM elements within short observation intervals ($T=40$ ms).

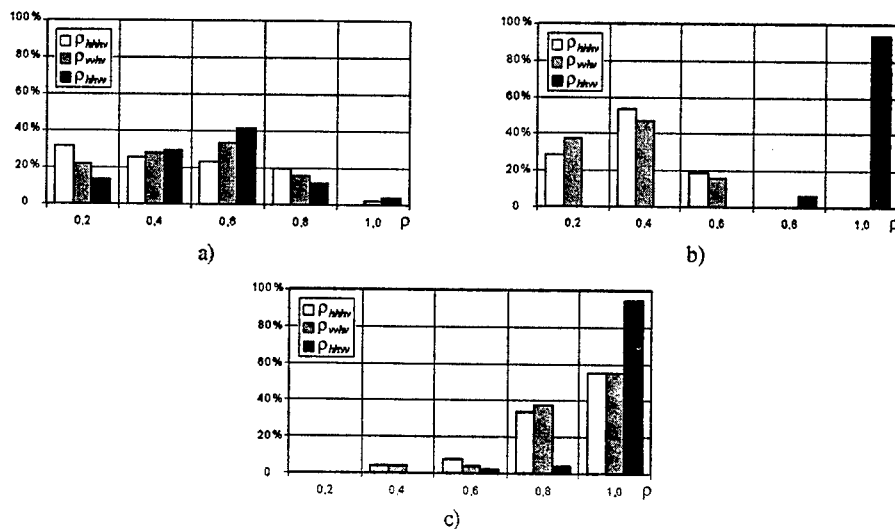


Рис. 2. Гистограммы коэффициентов корреляции элементов матрицы рассеяния: а) морская поверхность; б) зона выпадения дождя; в) рыбацкое судно

Fig. 2. Histograms of correlation coefficients of the scattering matrix elements: a) sea surface, b) rain area, c) surface vessel

Для морской поверхности (рис. 2а) характерны низкие значения всех трех коэффициентов корреляции. Диагональные элементы матрицы рассеяния зоны дождя практически полностью коррелированы при низкой корреляции между элементами столбцов матрицы рассеяния (рис. 2б). Для надводного судна (рис. 2с) наблюдаются высокие значения всех трех коэффициентов корреляции. Увеличение времени наблюдения до 2 сек незначительно сказывается на значениях коэффициентов корреляции для морской поверхности и зоны дождя, но ведет к существенному уменьшению коэффициентов корреляции для надводных судов.

В таблице 2 приведены диапазоны средних значений поляризационных характеристик объектов, полученные по результатам обработки экспериментальных данных. Некогерентные параметры матрицы рассеяния α , D_h и D_v оценивались по реализациям длительностью 2 сек. Значения коэффициентов взаимной корреляции элементов МР приведены для коротких интервалов наблюдения.

Sea surface (Fig. 2a) is characterized by low values of all three correlation coefficients. The diagonal BSM elements of the rain area are almost completely correlated at low correlation of the BSM columns elements (Fig. 2b). For surface vessel (Fig. 2c) there are high values of all three correlation coefficients. Enlargement of the observation period up to 2 s weakly influences the correlation coefficients for sea surface and rain area but leads to essential decreasing the correlation coefficients for surface vessel.

Table 2 shows ranges of average polarization characteristics of the objects, obtained during the experimental data processing. Non-coherent BSM parameters α , D_h and D_v were estimated by 2 sec samples. The cross correlation coefficients of BSM elements are given for the case of short observation period.

Таблица 2. Поляризационные характеристики объектов

Table 2. Polarization characteristics of objects

Характеристика объекта (Object's characteristics)	Тип объекта (Object)		
	морская поверхность (sea surface)	зона дождя (rain area)	надводное судно (surface vessel)
α , dB	-2...-4	0	+4...-4
D_h , dB	-4...-9	-18...-23	-9...-16
D_v , dB	-6...-13	-18...-23	-9...-16
ρ_{hhvv}	0,3...0,4	0,85...0,95	0,8...0,93
ρ_{hhvh}	0,2...0,3	0,2...0,4	0,6...0,9
ρ_{vhvv}	0,2...0,3	0,2...0,4	0,6...0,9

Из приведенных в таблице данных следует, что в наибольшей степени различия в поляризационных характеристиках объектов проявляются в коэффициентах взаимной корреляции элементов матрицы рассеяния.

Заключение

Проведенные экспериментальные исследования показали, что такие радиолокационные объекты, как морская поверхность, гидрометеоры и надводные суда на коротких интервалах наблюдения имеют существенно разные наборы значений коэффициентов корреляции между элементами матрицы рассеяния. Поэтому набор измеренных значений коэффициентов корреляции может использоваться в качестве поляризационного признака при идентификации наблюдаемых объектов.

The data in the Table 2 show that the most differences in polarization characteristics of the objects become apparent in the cross correlation coefficients of BSM elements.

Conclusions

The given experimental investigations have shown that such radar objects as sea surface, hydrometeors and surface vessels have essentially different sets of the correlation coefficients between the BSM elements for short observation intervals. Therefore, these sets of measured correlation coefficients may be used for identification of observable objects as a polarization signature.

**О строгом введении
ковариационных матриц
(лексикографической и на базе
матриц Паули) при отображении в
поляриметрической радиолокации и
SAR**

**Вольфганг-Мартин Бёрнер¹, Йорг Дж.
Морисаки¹ и Эрнст Люнебург²**

¹ UIC-ECE/CSN, m/c 154, 900 W. Taylor Street, SEL-W (607) - 4210, CHICAGO, IL/USA
60607-7018

T&F: + [1] (312) 996-5480, e-mail: boerner@ece.uic.edu, jmorisak@ece.uic.edu

² EML Consultants, Georg-Schmid Weg 4, Oberpfaffenhofen, D-82234 WESSLING, Germany
T/F: + [49] (8153) 1405/95-2983, e-mail: e.lueneburg@t-online.de

*Сравнение матрицы Кенно и формулировки ко-
вариационной матрицы моментов 2-го поряд-
ка в радиолокационной (РЛ) поляриметрии об-
наруживает интересные соотношения между
асpekтами мощности и дисперсии РЛ рассея-
ния от случайных целей.*

Введение

В радиолокационной и оптической поляри-
метрии существуют два различных метода опи-
сания свойств поляриметрического рассеяния
полностью поляризованных плоских ЭМ волн
случайными целями с помощью моментов вто-
рого порядка — это формулировка матрицы
Кенно и анализ с использованием ковариаци-
онной матрицы. Оба метода считаются незави-
симыми, хотя формально в них используются
те же самые моменты второго порядка. Подход
Кенно используется для поиска решения опти-
мальной передачи мощности, тогда как ко-
вариационная матрица используется с точки
зрения энтропии и дисперсии. Далее мы огра-
ничимся случаем поляриметрии при обратном
РЛ рассеянии (более подробная информация
содержится в работе Бёрнера и др. [1]). Четыре
элемента матрицы обратного рассеяния Син-
клера S в обычном базисе передатчик/прием $\{x, y\}$
или $\{H, V\}$ -поляризационном базисе являются
коррелированными случайными переменными,
где t указывает на ансамбль величин.

**On the Rigorous
Introduction of the
Lexicographic and the
Pauli-Basis Covariance
Matrices in Polarimetric
Radar and SAR Imaging**

**Wolfgang-Martin Boerner¹, Ernst
Luneburg² and Jorge J. Morisaki¹**

*A comparison between the Kennaugh matrix
and the covariance matrix formulation of
second-order moments radar polarimetry
reveals interesting relationships between
power and variance aspects of radar
scattering from random targets*

Introduction

In radar and in optical polarimetry
there exist two different methods to
characterize the polarimetric scattering
properties of plane fully polarized electro-
magnetic waves by random targets by
second-order moments, the Kennaugh
matrix formulation and the covariance
matrix analysis. They are generally consid-
ered to be independent, although formally
they involve the same second-order
moments. The Kennaugh approach is used
for finding solutions for optimal power
transfers whereas the covariance matrix is
used for entropy and variance consid-
erations. In the following we restrict ourselves
to backscatter radar polarimetry for which
we refer to Boerner et al [1] for a detailed
account. The four elements of the Sinclair
back scatter matrix S in the common
transmit/receive $\{x, y\}$ - or $\{H, V\}$ - pola-
rization basis are correlated random vari-
ables where t stands for ensemble values

$$S(t) = \begin{bmatrix} S_{xx}(t) & S_{xy}(t) \\ S_{yx}(t) & S_{yy}(t) \end{bmatrix}.$$

Предполагается, что элементы матрицы Синклера $S(t)$ в фиксированной, но произвольной точке времени или пространства — случайные переменные стационарных и/или однородных стохастических процессов. Предположение об эргодичности усреднения по ансамблю может быть заменено усреднением по времени и обозначается угловыми скобками $\langle \dots \rangle$. Ради простоты мы берем $\langle S(t) \rangle = 0$, что подразумевает удаление среднего.

Моменты второго порядка этих случайных переменных учитываются с помощью любого из этих выражений

$$S(t) \rightarrow \begin{cases} K = \langle S(t) \otimes S^*(t) \rangle \\ C = \langle \text{vec } S(t) \text{vec}^\dagger S(t) \rangle \end{cases}$$

где C обозначает ковариационную, а K — предварительную матрицу Кенно, символ \otimes обозначает кронекеровское произведение, а оператор 'vec' указывает на последовательное расположение векторов-столбцов (см. Хорн и Джонсон [2]). Символ † обозначает эрмитово сопряжение.

Матрица Кенно

Предварительная матрица Кенно возникает следующим образом. Случайное электромагнитное поле $\vec{E}^s(t)$, образованное в результате рассеяния падающей полностью поляризованной волны \vec{E}^i случайно распределенной целью, объединяется со своим комплексным сопряжением в виде

$$\left. \begin{aligned} \vec{E}^s(t) &= S(t)E^i \\ \vec{E}^{s*}(t) &= S^*(t)E^{i*} \end{aligned} \right\} \rightarrow \vec{E}^s(t) \otimes \vec{E}^{s*}(t) = (S(t)\vec{E}^i) \otimes (S^*(t)E^{i*}) = (S(t) \otimes S^*(t))(\vec{E}^i \otimes \vec{E}^{i*}).$$

Усреднение приводит к результату

$$\langle \vec{E}^s(t) \otimes \vec{E}^{s*}(t) \rangle = \langle S(t) \otimes S^*(t) \rangle (E^i \otimes E^{i*}) = K(E^i \otimes E^{i*}).$$

Таким образом предварительная матрица Кенно K записывается как

$$K = \langle S(t) \otimes S^*(t) \rangle = \left\langle \begin{bmatrix} |S_{xx}(t)|^2 & S_{xx}(t)S_{xy}^*(t) & S_{xy}(t)S_{xx}^*(t) & |S_{xy}(t)|^2 \\ S_{xx}(t)S_{yx}^*(t) & S_{xx}(t)S_{yy}^*(t) & S_{xy}(t)S_{yx}^*(t) & S_{xy}(t)S_{yy}^*(t) \\ S_{yx}(t)S_{xx}^*(t) & S_{yx}(t)S_{xy}^*(t) & S_{yy}(t)S_{xx}^*(t) & S_{yy}(t)S_{xy}^*(t) \\ |S_{yx}(t)|^2 & S_{yx}(t)S_{yy}^*(t) & S_{yy}(t)S_{yx}^*(t) & |S_{yy}(t)|^2 \end{bmatrix} \right\rangle = \begin{bmatrix} K_1 & K_3 \\ K_2 & K_4 \end{bmatrix}$$

где K_i ($i=1, \dots, 4$) — 2x2 подматрицы. Перемножение с 4x4 матрицей Q

It will be assumed that the elements of the Sinclair matrix $S(t)$ at a fixed but arbitrary instant of time or space are random variables of a stationary and/or homogeneous stochastic processes. Assuming ergodicity ensemble averages can be replaced by time averages and are denoted by sharp brackets $\langle \dots \rangle$. For sake of simplicity we take $\langle S(t) \rangle = 0$ which implies removing of means.

Second-order moments of these random variables are taken into account by forming either one of these expressions

where K and C denote pre-Kennaugh and covariance matrices, the symbol \otimes denotes the Kronecker product and the 'vec' operator indicates the subsequent stacking of column vectors, see Horn and Johnson [2]. The dagger symbol † denotes Hermitian conjugation.

The Kennaugh matrix

The pre-Kennaugh matrix K arises in the following way. The random electromagnetic field $\vec{E}^s(t)$ resulting from scattering of the incident fully polarized wave \vec{E}^i by a randomly distributed target is combined with its complex conjugate as follows

Averaging leads to

The pre-Kennaugh matrix K reads explicitly

where K_i ($i=1, \dots, 4$) are 2x2 sub-matrices. Multiplication with the 4x4 matrix Q

$$Q \langle E \otimes \tilde{E}^* \rangle = Q \begin{bmatrix} \langle |E_x|^2 \rangle \\ \langle E_x E_y^* \rangle \\ \langle E_y E_x^* \rangle \\ \langle |E_y|^2 \rangle \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \langle |E_x|^2 \rangle + \langle |E_y|^2 \rangle \\ \langle |E_x|^2 \rangle - \langle |E_y|^2 \rangle \\ 2 \langle \operatorname{Re} E_x^* E_y \rangle \\ 2 \langle \operatorname{Im} E_x^* E_y \rangle \end{bmatrix} = g = \begin{bmatrix} g_0 \\ g_1 \\ g_2 \\ g_3 \end{bmatrix}, \quad Q = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & j & -j & 0 \end{bmatrix}$$

приводит к (вещественным) векторам Стокса g рассеянных и падающих электрических полей. Матрица Кенно K_e (см. Мотт [3]) определяется в соответствии с выражением

$$K_e = \frac{1}{2} Q^* \langle S(t) \otimes S^*(t) \rangle Q^\dagger = \frac{1}{2} Q^* K Q^\dagger = \frac{1}{2} D Q K Q^\dagger = D Q K Q^{-1}$$

с диагональной матрицей $D = \operatorname{diag}[1, 1, 1, -1]$. Матрица D является результатом применения уравнения напряжения в задаче оптимизации мощности. Фактически ее нужно рассматривать как операцию обращения времени в поляриметрическом пространстве Минковского, учитывая, что падающая и рассеянная волна в РЛ поляриметрии при обратном рассеянии распространяются в противоположных направлениях (см. Люнебург [5]). Следует отметить, что матрица Кенно является вещественной и симметричной, если K (или даже S для точечной цели) является симметричной. Эти выражения также следуют из матрицы когерентности Вольфа [6].

Ковариационная матрица

Введем так называемый поляриметрический признаковый вектор цели

$$\vec{k}(t) = \operatorname{vec} S(t) = \begin{bmatrix} k_1(t) \\ k_2(t) \\ k_3(t) \\ k_4(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{HH}(t) \\ S_{VH}(t) \\ S_{HV}(t) \\ S_{VV}(t) \end{bmatrix},$$

который является лишь непосредственным способом записи случайных элементы в удобном виде. Тогда явная форма ковариационной матрицы C задается как $C = \langle \vec{k}(t) \vec{k}^\dagger(t) \rangle$ или

$$C = \begin{bmatrix} \langle |S_{HH}(t)|^2 \rangle & \langle S_{HH}(t) S_{VH}^*(t) \rangle & \langle S_{HH}(t) S_{HV}^*(t) \rangle & \langle S_{HH}(t) S_{VV}^*(t) \rangle \\ \langle S_{VH}(t) S_{HH}^*(t) \rangle & \langle |S_{VH}(t)|^2 \rangle & \langle S_{VH}(t) S_{HV}^*(t) \rangle & \langle S_{VH}(t) S_{VV}^*(t) \rangle \\ \langle S_{HV}(t) S_{HH}^*(t) \rangle & \langle S_{HV}(t) S_{VH}^*(t) \rangle & \langle |S_{HV}(t)|^2 \rangle & \langle S_{HV}(t) S_{VV}^*(t) \rangle \\ \langle S_{VV}(t) S_{HH}^*(t) \rangle & \langle S_{VV}(t) S_{VH}^*(t) \rangle & \langle S_{VV}(t) S_{HV}^*(t) \rangle & \langle |S_{VV}(t)|^2 \rangle \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_1 \\ C_2 \\ C_3 \\ C_4 \end{bmatrix}.$$

По определению 4x4 ковариационная матрица C является эрмитовой положительной

leads to the (real) Stokes vectors g of the scattered and incident electric fields. The Kennaugh matrix K_e , see Mott [3], is defined by

with the diagonal matrix $D = \operatorname{diag}[1, 1, 1, -1]$. The matrix D arises from the application of the voltage equation to power optimization problems. Actually it should be considered as the time reversal operation in polarimetric Minkowski space taking into account that the incident and the scattered wave in backscatter radar polarimetry propagate in opposite directions, see Luneburg [5]. It is worthwhile to point out that the Kennaugh matrix is real and symmetric if K (or even S for a point target) is symmetric. These expressions can be found also from Wolf's coherency matrix [6].

The covariance matrix

We introduce the so-called polarimetric target feature vector

which is just a straightforward way of writing the random elements in a convenient form. Then the explicit form of covariance matrix C is given by $C = \langle \vec{k}(t) \vec{k}^\dagger(t) \rangle$ or

By definition the 4x4 covariance matrix C is Hermitian positive semi-

полуопределенной матрицей. Отметим следующее отношение между предварительной матрицей Кенно K и ковариационной матрицей C : $C_i = \text{vec}^T K_i$ ($i=1, \dots, 4$). Другое расположение векторов столбцов использует спинные матрицы Паули. Обе формы связаны унитарным подобием и, следовательно, имеют ту же самую норму и собственные значения. Ковариационные или корреляционные матрицы описывают моменты второго порядка многомерных (часто Гауссовских) совместных функций плотности вероятности. В РЛ поляриметрии применение ковариационной матрицы известно как теория разложения цели (см. Клауд [7]). Однако это — частное применение широко известного анализа основных компонент (АОК) в общей многомерной статистике (см. Джоллифф [4]). Главная цель АОК состоит в том, чтобы преобразовать коррелированную случайную переменную в новые некоррелированные (не обязательно независимые) величины и упорядочить в соответствии с их дисперсией.

Будучи эрмитовой положительной полуопределенной, ковариационная матрица может быть диагонализирована унитарным преобразованием

$$U^{-1}CU = \Lambda \equiv \text{diag}[\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3, \lambda_4]$$

где $U = [\hat{x}_1, \hat{x}_2, \hat{x}_3, \hat{x}_4]$.

Введем новые случайные переменные с помощью следующего линейного соотношения

$$\bar{Z}(t) = [z_1(t) \ z_2(t) \ z_3(t) \ z_4(t)]^T = U^T \bar{k}(t) = [\hat{x}_1^T \bar{k}(t) \ \hat{x}_2^T \bar{k}(t) \ \hat{x}_3^T \bar{k}(t) \ \hat{x}_4^T \bar{k}(t)]^T$$

или $\bar{k}(t) = U\bar{Z}(t)$ с вещественными неотрицательными $0 \leq \lambda_4 \leq \lambda_3 \leq \lambda_2 \leq \lambda_1$ собственными числами ортонормальными собственными векторами \hat{x}_i

$$C\hat{x}_i = \lambda_i \hat{x}_i, \quad \hat{x}_i^T \hat{x}_j = \delta_{ij} \quad (i, j = 1, 2, 3, 4).$$

Новые случайные векторные компоненты $z_i(t)$ ($i=1, 2, 3, 4$) вектора цели $\bar{Z}(t)$ называют основными компонентами (ОК) (см. Джоллифф [4]). Они являются некоррелированными (но не обязательно независимыми), а их дисперсия равна соответствующему собственному значению C

$$\langle z_i(t) z_j^*(t) \rangle = \hat{x}_i^T \langle \bar{k} \bar{k}^T \rangle \hat{x}_j = \hat{x}_i^T C \hat{x}_j = \lambda_j \delta_{ij} \quad (i, j = 1, 2, 3, 4).$$

Собственные векторы \hat{x}_i ($i=1, 2, 3, 4$) ковариационной матрицы называют векторами коэффициентов или нагрузок для i -ой основ-

definite. We note the following relation between the pre-Kennaugh matrix K and the covariance matrix C : $C_i = \text{vec}^T K_i$ ($i=1, \dots, 4$). Another column vector ordering uses the Pauli spin matrices. Both forms are related by unitary similarity and hence have the same norm and eigenvalues. Covariance or correlation matrices describe second-order moments of multivariate (often Gaussian) joint probability density functions. In radar polarimetry the application of the covariance matrix is known as target decomposition theory, see Cloude [7]. This is however a special application of the widely-known Principle Component Analysis (PCA) from general multivariate statistics, see Jolliffe [4]. The main purpose of PCA is to convert the correlated random variable $k_i(t)$ into new uncorrelated (not necessarily independent) variables and order the new variables according to their variances.

Being Hermitian positive semi-definite the covariance matrix C can be unitarily diagonalized

with $U = [\hat{x}_1, \hat{x}_2, \hat{x}_3, \hat{x}_4]$.

We introduce new random variables by means of the linear relation

or $\bar{k}(t) = U\bar{Z}(t)$ with real nonnegative eigenvalues $0 \leq \lambda_4 \leq \lambda_3 \leq \lambda_2 \leq \lambda_1$ and orthonormal eigenvectors \hat{x}_i

The new random vector components $z_i(t)$ ($i=1, 2, 3, 4$) of the target feature vector $\bar{Z}(t)$ are called the principal components (PC's), see Jolliffe [4]. They are uncorrelated (but not necessarily independent) and their variance is equal to the corresponding eigenvalue of C

The eigenvectors \hat{x}_i ($i=1, 2, 3, 4$) of the covariance matrix C are called the vectors of coefficients or loadings for

ной компоненты $z_i(t)$. Спектральное разложение C задается выражением

$$C = U \Lambda U^\dagger = \sum_{i=1}^4 \lambda_i \bar{x}_i x_i^\dagger.$$

Все четыре 4x4 матрицы $\bar{x}_i x_i^\dagger$ имеют ранг 1 и след $\text{trace}(\bar{x}_i x_i^\dagger) = 1$. При обращении операции 'vec', \bar{x}_i могут интерпретироваться как точечные цели с 2x2 матрицей S_i , у которых $\text{span} S_i = 1$

the i -th principal component $z_i(t)$. The spectral decomposition of C is given by

The four 4x4 matrices $\bar{x}_i x_i^\dagger$ all have rank 1 and $\text{trace}(\bar{x}_i x_i^\dagger) = 1$. Reversing the 'vec' operation the \bar{x}_i 's can be interpreted as 2x2 point targets S_i with $\text{span} S_i = 1$

$$\bar{x}_i = \text{vec} S_i = \begin{bmatrix} x_{i1} & x_{i2} & x_{i3} & x_{i4} \end{bmatrix}^T \leftrightarrow S_i = \begin{bmatrix} x_{i1} & x_{i3} \\ x_{i2} & x_{i4} \end{bmatrix} \quad (i = 1, 2, 3, 4)$$

так, что используя соотношение $\bar{k}(t) = U \bar{Z}(t)$, получаем

and hence by making use of the relation $\bar{k}(t) = U \bar{Z}(t)$

$$S(t) = \begin{bmatrix} S_{HH}(t) & S_{HV}(t) \\ S_{VH}(t) & S_{VV}(t) \end{bmatrix} = \sum_{i=1}^4 \begin{bmatrix} x_{i1} & x_{i3} \\ x_{i2} & x_{i4} \end{bmatrix} z_i(t) = \sum_{i=1}^4 S_i z_i(t).$$

Эта запись является распространением выборок матрицы Синклера $S(t)$ на четыре точечных цели со случайными коэффициентами. Нужно подчеркнуть, что эти новые случайные переменные $z_i(t)$ некоррелированы, и в этом смысле основные цели S_i являются ортонормальными

This is the expansion of the samples of the Sinclair matrix $S(t)$ into four point targets with random coefficients. It should be stressed that the new random variables $z_i(t)$ are uncorrelated and that the basic targets S_i are orthonormal in the sense

$$(\text{vec} S_i)^\dagger \text{vec} S_j = \bar{x}_i^\dagger x_j = \sum_{k=1}^4 x_{ik}^* x_{jk} = \sum_{k=1}^4 |x_{kj}|^2 \delta_{ij} = \|\bar{x}_i\|^2 \delta_{ij} = \delta_{ij}.$$

Усредненная матрица мощности Грейвса является эрмитовой положительной полуопределенной и может быть представлена как

The average Graves' power matrix is Hermitian positive semi-definite and can be expanded according to

$$\bar{G} = \langle S^\dagger(t) S(t) \rangle = \sum_{i=1}^4 \lambda_i S_i^\dagger S_i = \sum_{i=1}^4 \lambda_i G_i$$

где $\text{trace} \bar{G} = \sum_{i=1}^4 \lambda_i$. \bar{G} — взвешенная сумма основных эрмитовых положительных полуопределенных матриц мощности Грейвса $G_i = S_i^\dagger S_i$.

with $\text{trace} \bar{G} = \sum_{i=1}^4 \lambda_i$. \bar{G} is a weighted sum of the basic Hermitian positive semi-definite Graves' power matrices $G_i = S_i^\dagger S_i$.

Используя тот факт, что переменные $z_i(t)$ некоррелированы, мы получаем выражение

Using the fact that the variables $z_i(t)$ are uncorrelated we obtain the expansion

$$S(t) \otimes S^*(t) = \sum_{i,j=1}^4 z_i(t) z_j^*(t) (S_i \otimes S_j^*) \rightarrow \langle S(t) \otimes S^*(t) \rangle = \sum_{i=1}^4 \lambda_i (S_i \otimes S_i^*) = \sum_{i=1}^4 \lambda_i K_i,$$

так, что

and therefore

$$K_e = \sum_{i=1}^4 \lambda_i K_{e,i}$$

где

with

$$K_{e,i} = \frac{1}{2} Q^* (S_i \otimes S_i^*) Q^\dagger = \frac{1}{2} Q^* K_i Q^\dagger,$$

т.е. матрица Кенно является суммой 4 элементарных матриц Кенно точечных целей с весами λ_i .

В этой работе мы показали глубокую связь между матрицами $S(t)$, K_e , K и C .

i.e., the Kennaugh matrix is the sum of 4 elementary Kennaugh matrices of point targets with weights λ_i .

With this analysis, we have shown the intimate connection between the matrices $S(t)$, K_e , K and C .

Литература

References

- [1] Boerner, W.-M., H. Mott, E. Luneburg, B. Brisco, R. Brown, J. S. Paterson (authors); S. R. Cloude, E. Krogager, J. S. Lee, D. L. Schuler, J. J. van Zyl, D. Randall, P. Budkewitsch (contributing authors), *Polarimetry in Remote Sensing: Basic and Applied Concepts*, Chapter 5 in R. A. Reyerson, ed. "The Manual of Remote Sensing", 3rd Edition, American Society of Photogrammetry and Remote Sensing, ASPRS Publishing, Bethesda, MD, 1998
- [2] Horn, R. A. and Ch. R. Johnson, *Topics in Matrix Analysis*, Cambridge University Press, 1991
- [3] Mott, H., *Antennas for Radar and Communications: A Polarimetric Approach*, John Wiley & Sons, New York 1992
- [4] Jolliffe, I.T., *Principal Component Analysis*, New York, Springer, 2002
- [5] Luneburg, E., Principles of Radar Polarimetry, *IEICE Transactions on Electronics (Special Issue on Electromagnetic Theory)*, vol. E78-C, 10 (1995) 1339-1345
- [6] Wolf, E., 1959, "Coherence Properties of Partially Polarized Electromagnetic Radiation", *Nuovo Cimento*, vol. XIII (6), pp. 1165-1181
- [7] Cloude, S.R., Uniqueness of target decomposition theorems in radar polarimetry, Proceedings of the NATO Advanced Research Workshop on *Direct and Inverse Methods in Radar Polarimetry*, W.-M. Boerner et al (eds), Bad Windsheim, Germany, September 18-24, 1988; Kluwer Academic Publishers, Dordrecht 1992; NATO ASI Series C-vol. 350, 1938p. pp. 267-296

Применение ортогональных ЛЧМ и ФКМ сигналов в поляризационных РЛС с одновременным измерением матрицы обратного рассеяния

Д.М. Носов

Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники
634050, Томск, пр. Ленина, 40
Тел./Факс: (3822) 413-949, E-mail: ndima@ngs.ru

В статье производится сравнительный анализ векторных зондирующих сигналов, сформированных при помощи пары сигналов с кодированием фазы ортогональными М-последовательностями и сигналами со встречными законами линейной частотной модуляции, пригодных для одновременной оценки поляризационных и координатных параметров радиолокационных объектов в РЛС с полным поляризационным зондированием. В качестве основной характеристики векторных сигналов используется их матричная функция неопределенности

1. Введение

Одним из перспективных методов оценки матрицы обратного рассеяния (МОР) пространственно-распределенных нестабильных объектов является метод полного поляризационного зондирования, который обеспечивает одновременное измерение всех четырех элементов МОР. Этот метод основывается на одновременном излучении двух компонент векторного сигнала с ортогональными поляризационными состояниями и одновременном приеме двух пар рассеянных сигналов основной и кросс-поляризации. При этом ортогональные по поляризации компоненты потока излучения однопозиционной РЛС формируются при помощи двух сигналов, ортогональных во времени [1, 2].

Известно достаточно большое количество ортогональных функций, которые формально применимы для формирования оценки матрицы рассеяния указанным выше способом. При этом существует проблема оптимального выбора ортогональных сигналов.

2. Теория

Для излучаемого радиолокационного сигнала (для которого ширина спектра гораздо

Use of Orthogonal LFM and PSK Signals in Polarization Radars with Simultaneous Measurement of Backscattering Matrix

D.M. Nosov

Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics
40 Lenin ave., Tomsk, 634050, Russia
T/F: (3822) 413-949, E-mail: ndima@ngs.ru

In the paper, comparative analysis of vector radar signals formed by two PSK signals (with phase code modulation by orthogonal M-sequences) and LFM signals (with up-going and down-going frequency modulation) is performed. The signals are considered to be suitable for simultaneous estimation of polarization and coordinate parameters of radar objects in a Complete Polarization Analysis Radar (CPAR). The main vector signals characteristic is their matrix ambiguity function

1. Introduction

One of the perspective methods of backscattering matrix (BSM) estimation of non-stable spatially distributed radar objects is the full polarization sounding, which provides simultaneous measurement of all four BSM's elements. The method is based on simultaneous radiation of two orthogonally polarized signals and simultaneous reception of co- and cross-components of the scattered signal. The orthogonally polarized components of the sounding signals are formed in monostatic radar with the use of a pair of time orthogonal signals [1, 2].

There are many orthogonal functions, which are nominally applicable for backscattering matrix estimation by the method above. At the same time, there is a problem of the optimal choice of orthogonal signals.

2. Theory

For radiated narrow-band radar signal (when spectrum width is much less than

меньше несущей частоты), формируемое в дальней зоне электромагнитное (ЭМ) поле может быть описано в виде вектора Джонса — через его проекции на орты в выбранном поляризационном базисе

$$\mathbf{u}_r(t, \omega) = \begin{bmatrix} \dot{\lambda}_1(t, \omega) \\ \dot{\lambda}_2(t, \omega) \end{bmatrix}, \quad (1)$$

где $\dot{\lambda}_1(t, \omega), \dot{\lambda}_2(t, \omega)$ — узкополосные комплексные функции, описывающие частотно-временную структуру ортогональных по поляризации компонент излучаемого сигнала $\mathbf{u}_r(t, \omega)$.

Отраженный от точечного объекта сигнал, можно записать в виде матричной свертки

$$\mathbf{u}_r(t, \omega) = \mathbf{G}(\tau, \Omega) \mathbf{u}_r(t, \omega) = \iint \mathbf{G}(\tau, \Omega) \mathbf{u}_r(t - \tau, \omega - \Omega) d\tau d\Omega \quad (2)$$

где $\mathbf{G}(\tau, \Omega)$ — матричная функция отклика (МФО) точечного объекта [2].

Для общего случая движения объекта с радиальной скоростью V , его МФО можно записать в виде

$$\mathbf{G}(\tau, \Omega) = \delta(\tau_0, \Omega_0) \cdot \mathbf{S} = \delta(\tau_0, \Omega_0) \cdot \begin{bmatrix} \dot{S}_{11} & \dot{S}_{12} \\ \dot{S}_{21} & \dot{S}_{22} \end{bmatrix}, \quad (3)$$

где \mathbf{S} — матрица обратного рассеяния объекта, $\tau_0 = 2D/c$ — время задержки принятого сигнала \mathbf{u}_r относительно излученного \mathbf{u}_t (D — дальность до объекта), а $\Omega_0 = 2V/\lambda_0$ — доплеровское смещение частоты отраженного сигнала, обусловленное радиальной скоростью объекта (c — скорость света, λ_0 — длина волны падающего поля). Матричная функция отклика есть развитие понятия матрицы обратного рассеяния, распространенное на протяженные, движущиеся (нестационарные) радиолокационные объекты [2].

Процедура частотно-временной векторной свертки, обеспечивающая оптимальный прием сигналов (по критерию максимального отношения «сигнал/шум»), описывается выражением

$$\mathbf{u}_r(t, \omega) \circ \mathbf{u}_r^*(t, \omega) = \iint \mathbf{u}_r(t - \tau, \omega - \Omega) \otimes \mathbf{u}_r^*(\tau, \Omega) d\tau d\Omega \quad (4)$$

где \circ — знак векторной свертки, \otimes — знак умножения по Кронекеру, \dagger — эрмитово сопряжения.

Используя выражение (2) и (4), получаем

$$\mathbf{u}_r(t, \omega) \circ \mathbf{u}_r^*(t, \omega) = \mathbf{G}(\tau, \Omega) \underbrace{\mathbf{u}_r(t, \omega) \circ \mathbf{u}_r^*(t, \omega)}_{\mathbf{X}(\tau, \Omega)} = \mathbf{G}(\tau, \Omega) \mathbf{X}(\tau, \Omega) = \mathbf{J}(t, \omega) \quad (5)$$

carrier frequency), far-field zone electromagnetic (EM) field can be written as the Jones vector through its projections on the chosen polarization basis orthon

where $\dot{\lambda}_1(t, \omega), \dot{\lambda}_2(t, \omega)$ are narrow-band complex functions describing time-frequency structure of the orthogonally polarized components of $\mathbf{u}_r(t, \omega)$ signal.

Signal scattered by point radar object can be written as the matrix convolution

where $\mathbf{G}(\tau, \Omega)$ is a matrix response function (MRF) of point object [2].

In general, the MRF of a point object moving with radial velocity V at a distance D can be written as

where \mathbf{S} is the object's scattering matrix, $\tau_0 = 2D/c$ is a time delay of the received signal \mathbf{u}_r relatively to transmitted signal \mathbf{u}_t (D is the distance), $\Omega_0 = 2V/\lambda_0$ is the Doppler frequency shift due to the object motion (c is velocity of light, λ_0 is the signal's wavelength). The matrix response function is an expansion of the back-scattering matrix notion for the case of extended (time-dependent) moving radar objects [2].

The procedure of time-frequency vector convolution providing the optimal signal reception (by maximum signal-to-noise ratio criterion) can be described as

where signs \circ , \otimes and \dagger denote vector convolution, Kronecker multiplication, and Hermitian conjugation.

Using (2) and (4), we get

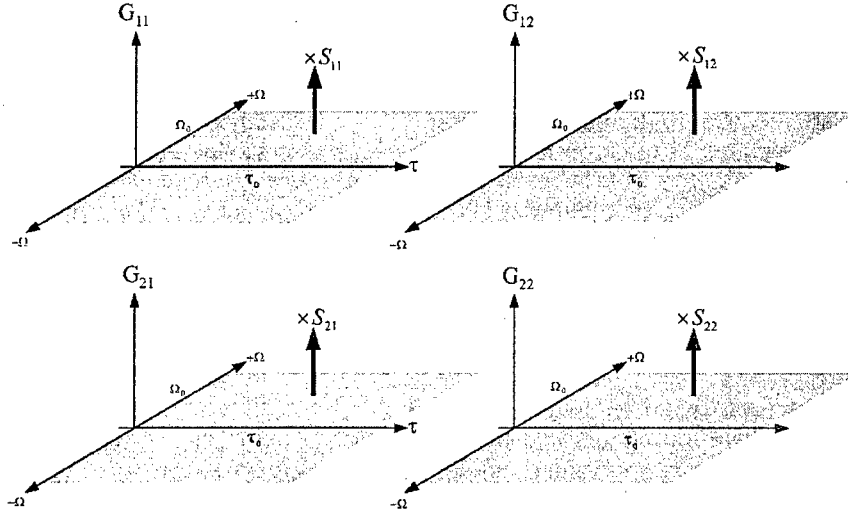


Рис. 1. Пример матричной функции отклика $\mathbf{G}(\tau, \Omega)$ точечного объекта, заданной на плоскости «время-частота»

Fig. 1. Example of the matrix response function $\mathbf{G}(\tau, \Omega)$ of a point object presented on «time-frequency» plane

Матрица $\mathbf{J}(t, \omega)$ есть обобщенная функция взаимной корреляции излученного и принятого векторных сигналов и является оценкой $\mathbf{J}(t, \omega) = \hat{\mathbf{G}}(\tau, \Omega)$ МФО радиолокационного объекта, а следовательно и МОР [2].

Матрица $\mathbf{X}(\tau, \Omega)$ в выражении (5), которая в общем случае может быть записана как

$$\mathbf{X}(\tau, \Omega) = \mathbf{u}_i(t, \omega) \circ \mathbf{u}_i^*(t, \omega) = \begin{pmatrix} \chi_{11}(\tau, \Omega) & \chi_{12}(\tau, \Omega) \\ \chi_{21}(\tau, \Omega) & \chi_{22}(\tau, \Omega) \end{pmatrix} \quad (6)$$

и есть матрица неопределенности зондирующего векторного сигнала \mathbf{u}_i . Элементы матрицы χ_{11} , χ_{22} являются обобщенными автокорреляционными функциями, χ_{21} , χ_{12} — обобщенные взаимные корреляционные функции ортогональных компонент $\hat{\lambda}_1(t, \omega)$, $\hat{\lambda}_2(t, \omega)$ излученного сигнала \mathbf{u}_i . Матрица неопределенности $\mathbf{X}(\tau, \Omega)$ характеризует только векторный сигнал \mathbf{u}_i и определяет его пригодность для совместной оценки матрицы рассеяния объектов и их координатных параметров.

Рассматривая формируемую оценку $\mathbf{J}(t, \omega) = \hat{\mathbf{G}}(\tau, \Omega)$ в поляризационном базисе вектора \mathbf{u}_i , матрицу $\mathbf{X}(\tau, \Omega)$ можно представить в диагональном виде [3] (см. (7)). В уравнении (7) функции $\hat{\lambda}_{11}$, $\hat{\lambda}_{22}$ — собственные функции $\mathbf{X}(\tau, \Omega)$, являющиеся автокорреляционными функциями компонент $\hat{\lambda}_1(t, \omega)$, $\hat{\lambda}_2(t, \omega)$.

The matrix $\mathbf{J}(t, \omega)$ is a generalized correlation function of transmitted and received vector signals and serves as estimate of the MRF $\mathbf{J}(t, \omega) = \hat{\mathbf{G}}(\tau, \Omega)$ and, therefore, BSM of a radar object [2].

In general, the matrix $\mathbf{X}(\tau, \Omega)$ in (5), which can be written as

is called the ambiguity matrix of the sounding vector signal \mathbf{u}_i . The matrix elements χ_{11} , χ_{22} are the generalized autocorrelation functions, and χ_{21} , χ_{12} are the generalized cross-correlation functions of orthogonal components $\hat{\lambda}_1(t, \omega)$, $\hat{\lambda}_2(t, \omega)$ of the signal \mathbf{u}_i . The matrix $\mathbf{X}(\tau, \Omega)$ characterizes the vector signal \mathbf{u}_i only and determines its applicability for simultaneous estimation of radar objects' BSM and their coordinates.

Considering the estimate $\mathbf{J}(t, \omega) = \hat{\mathbf{G}}(\tau, \Omega)$ in polarization basis of \mathbf{u}_i , the matrix $\mathbf{X}(\tau, \Omega)$ can be presented in the diagonal form [3] as in (7). Here functions $\hat{\lambda}_{11}$, $\hat{\lambda}_{22}$ are eigenfunctions of $\mathbf{X}(\tau, \Omega)$, which are the autocorrelation functions of the $\hat{\lambda}_1(t, \omega)$, $\hat{\lambda}_2(t, \omega)$ components.

$$\mathbf{X}(\tau, \Omega) = \begin{bmatrix} \dot{\lambda}_{11}(\tau, \Omega) & 0 \\ 0 & \dot{\lambda}_{22}(\tau, \Omega) \end{bmatrix}, \quad (7)$$

Очевидно, что точность формируемой оценки матричной функции отклика радиолокационного объекта, определяется свойствами зондирующего векторного сигнала.

В идеальном случае, когда зондирующий сигнал в (6) удовлетворяет соотношению

$$\mathbf{X}(\tau, \Omega) = \delta(0, 0) \cdot \mathbf{I}, \quad \mathbf{I} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix}, \quad (8)$$

оператор \mathbf{J} в (5) является точной оценкой матричной функции отклика, а значит, позволяет точно оценить его поляризационные и координатные параметры, поскольку в этом случае имеет место равенство [2]

$$\mathbf{J}(t, \omega) = \mathbf{G}(\tau, \Omega) \delta(0; 0) \cdot \mathbf{I} \equiv \mathbf{G}(\tau, \Omega). \quad (9)$$

Таким образом, для корректной оценки МФО движущегося объекта необходимо, чтобы ортогональные скалярные сигналы, при помощи которых формируется частотно-временная структура ортогональных компонент зондирующего сигнала, удовлетворяли следующим требованиям

$$\begin{aligned} \chi_{11}(\tau, \Omega) &= \iint \dot{\lambda}_1(t - \tau, \omega - \Omega) \dot{\lambda}_1^*(t, \omega) dt d\omega = \delta(0, 0); \\ \chi_{22}(\tau, \Omega) &= \iint \dot{\lambda}_2(t - \tau, \omega - \Omega) \dot{\lambda}_2^*(t, \omega) dt d\omega = \delta(0, 0); \\ \chi_{12}(\tau, \Omega) &= \chi_{21}^*(-\tau, \Omega) = \iint \dot{\lambda}_1(t - \tau, \omega - \Omega) \dot{\lambda}_2^*(t, \omega) dt d\omega = 0. \end{aligned} \quad (10)$$

На практике ширина спектра и длительность зондирующего сигнала всегда ограничены, а значит, нет сигналов, которые бы абсолютно точно удовлетворяли заданным требованиям. Поэтому актуальной является задача поиска ортогональных сигналов, которые могли бы с определенным приближением соответствовать этим требованиям.

К таким сигналам можно отнести сложные сигналы с большой базой, для которых $T \Delta f \gg 1$, где T — длительность, а Δf — ширина спектра сигнала.

В работах [2] и [3] отмечается, что для корректной оценки матричной функции отклика объекта важна идентичность функций $\dot{\lambda}_{11}(\tau, \Omega)$ и $\dot{\lambda}_{22}(\tau, \Omega)$. Если формы этих функций неидентичны, то корректная оценка матрицы рассеяния движущегося объекта невозможна,

Evidently, that the accuracy of the matrix response function estimate of a radar object is determined by properties of the sounding vector signal.

In the ideal case, when the sounding signal in (6) satisfies to expression

the operator \mathbf{J} in (5) is the exact estimate of the radar object's MRF, and, therefore, allows to precisely estimate its polarization parameters and coordinates, since in that case [2]

Thus, the correct MRF estimation of a moving object requires the orthogonal scalar signals, which form the time-frequency structure of the sounding signal's orthogonal components, to satisfy to the following requirements

In practice, the sounding signals duration and spectrum width are always limited. It means that there are no such signals, which exactly satisfy the requirements above. Therefore, the problem of finding the orthogonal signals corresponding to these requirements with the specified accuracy is very important.

Signals with a large $T \Delta f$ product ($T \Delta f \gg 1$, where T is signal duration, and Δf is its spectrum width) can be considered as the desired signals.

It was noted in [2] and [3] that the functions $\dot{\lambda}_{11}(\tau, \Omega)$ and $\dot{\lambda}_{22}(\tau, \Omega)$ should be identical, in order correctly estimate MRF. If their forms are not identical, the correct BSM's estimation of moving objects becomes impossible, since the

поскольку оценки элементов первого и второго столбцов матрицы $\hat{G}(\tau, \Omega)$ будут формироваться в разных элементах на плоскости «время-частота». Очевидно также, что при наличии шумов в каналах и равного их влияния на точность оценки элементов МФО пиковые значения функций $\hat{\lambda}_{11}(\tau, \Omega)$ и $\hat{\lambda}_{22}(\tau, \Omega)$ должны быть равными. Для реализуемых сигналов указанные требования определяются соотношением $\chi_{11}(\tau, \Omega) = \chi_{22}(\tau, \Omega)$.

3. Результаты

В процессе работы было произведено численное моделирование матриц неопределенности сигналов с прямоугольной огибающей, со встречными законами линейной частотной модуляции (ЛЧМ), а также сигналов с фазокодовой манипуляцией (ФКМ), модулированных ортогональными М-последовательностями, и проведен их сравнительный анализ. При расчетах было принято, что база выбранных сигналов равна 1023, длительность сигналов $T=1$ мс, длина волны $\lambda_0=3$ см.

estimates of elements of the first and second columns of the matrix $\hat{G}(\tau, \Omega)$ will be formed in different elements on the plane "time-frequency". It is obvious also, that peak values of $\hat{\lambda}_{11}(\tau, \Omega)$ and $\hat{\lambda}_{22}(\tau, \Omega)$ should be equal for the case of equal noise level in the channels. For realizable radar signals, the specified requirements are determined by relation $\chi_{11}(\tau, \Omega) = \chi_{22}(\tau, \Omega)$.

3. Results

During our work, numerical simulation of the ambiguity matrix of waveforms having rectangular envelope, counter laws of linear frequency modulation (LFM), and also phase-shift keying (PSK) signals modulated by orthogonal M-sequences, has been made, and their comparative analysis was carried out. In calculations we use $T\Delta f$ product of the chosen signals equal to 1023, $T=1$ ms, $\lambda_0=3$ cm.

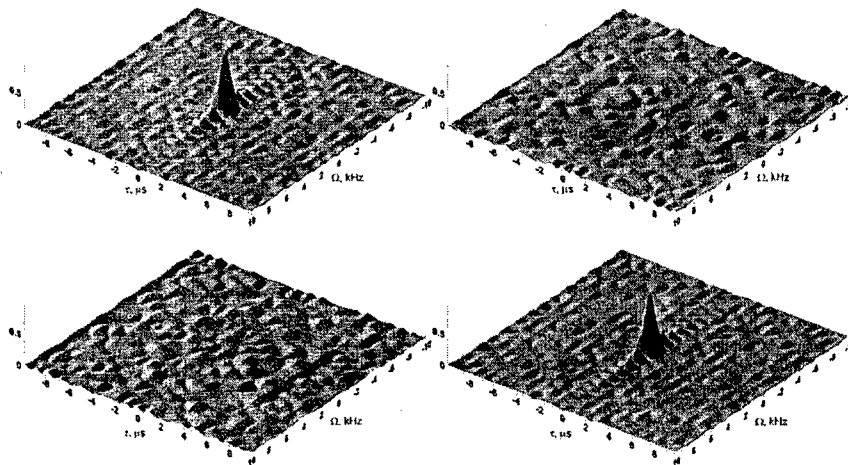


Рис. 2. Нормированная матрица неопределенности $X(\tau, \Omega)$ ФКМ сигналов, модулированных М-последовательностями. База сигнала 1023, длительность сигнала $T=1$ мс

Fig. 2. Normalized ambiguity matrix $X(\tau, \Omega)$ of PSK-signals modulated by M-sequences: $T\Delta f=1023$, $T=1$ ms

На рисунках 2 и 3 показаны нормированные матрицы неопределенности векторных сигналов, сформированных на базе ФКМ и ЛЧМ сигналов. Видно, что функции неопределенности ФКМ сигналов имеют игольчатую форму. Отличие от нуля взаимных корреляционных

Figures 1 and 2 show the normalized ambiguity matrices of vector signals based on PSK and LFM signals. It is seen that the PSK signals ambiguity functions have a "needle-like" form. The non-zero cross-correlation functions $\chi_{12}(\tau, \Omega)$, $\chi_{21}(\tau, \Omega)$

функций $\chi_{12}(\tau, \Omega)$, $\chi_{21}(\tau, \Omega)$ матрицы неопределенности показывает, что выбранные пары сигналов не являются полностью некоррелированными из-за конечной базы сигналов. Ненулевые боковые выбросы автокорреляционных функций $\chi_{11}(\tau, \Omega)$, $\chi_{22}(\tau, \Omega)$ маскируют сигналы от слабых близкорасположенных целей. Поэтому желательно ограничить уровень остатков допустимой малой величиной. Уровень этих боковых лепестков, а также уровень выбросов взаимной функции неопределенности зависит от базы (с увеличением которой уровень выбросов снижается) и вида модулирующей кодовой последовательности. Поиски лучших последовательностей кодов ведутся многими специалистами [4]-[6].

show that the chosen pairs of signals are not fully uncorrelated because of the finite $T \cdot \Delta f$ product. Nonzero side-lobes of the ambiguity functions $\chi_{11}(\tau, \Omega)$, $\chi_{22}(\tau, \Omega)$ mask signals scattered by close "weak" targets. Therefore, it is desirable to minimize them as much as possible. The side-lobes level and also the cross-correlation function spikes depend on the $T \cdot \Delta f$ product (its increasing reduces the spikes level) and on the type of modulating code sequence. It is known that many experts are involved in searching the best code sequences [4]-[6].

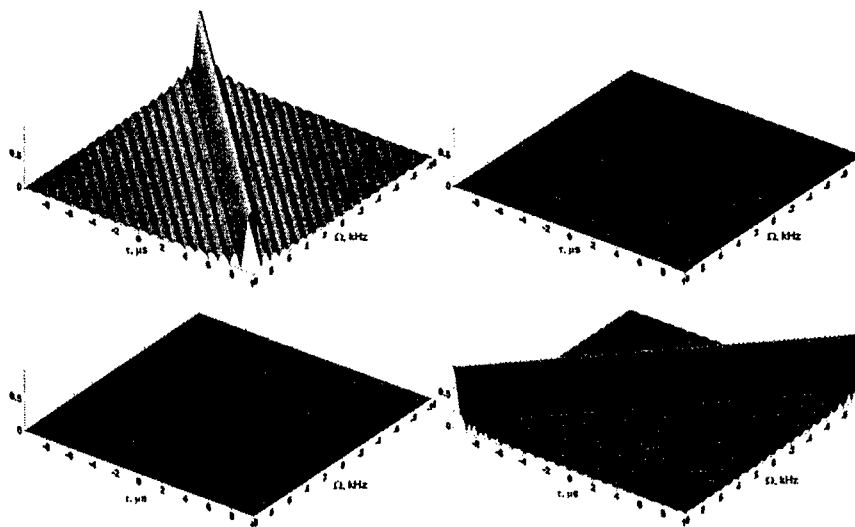


Рис. 3. Нормированная матрица неопределенности $X(\tau, \Omega)$ ЛЧМ сигналов со встречными законами модуляции. База сигнала 1023, длительность сигнала $T=1$ мс

Fig. 3. Normalized ambiguity matrix $X(\tau, \Omega)$ of LFM-signals with up-going and down-going frequency modulation: $T \cdot \Delta f=1023$, $T=1$ ms

Функции неопределенности одиночного импульса с ЛЧМ с прямоугольной огибающей, имеют ножевидную форму. Они имеют один основной гребень и ряд дополнительных боковых.

На рис. 4 и рис. 5 представлены оценки МФО $\hat{G}(\tau, \Omega)$, формируемые на выходах согласованных фильтров при использовании ФКМ сигналов и ЛЧМ сигналов. Рассматривается случай РЛ объекта, находящегося на

The ambiguity function of LFM single pulses with rectangular envelope have a "knife-like" crest and series of additional side crests.

Figures 4 and 5 show MRF estimates $\hat{G}(\tau, \Omega)$ formed at the matched filters outputs for PSK and LFM signals. The results concern a moving radar object at 900 m distance with 30 mps velocity.

расстоянии 900 м и движущегося со скоростью -30 м/с, т.е. имеющего МФО

$$G(\tau, \Omega) = \delta(\tau_0 = 6\mu\text{s}, \Omega_0 = -2\text{kHz}) \cdot I$$

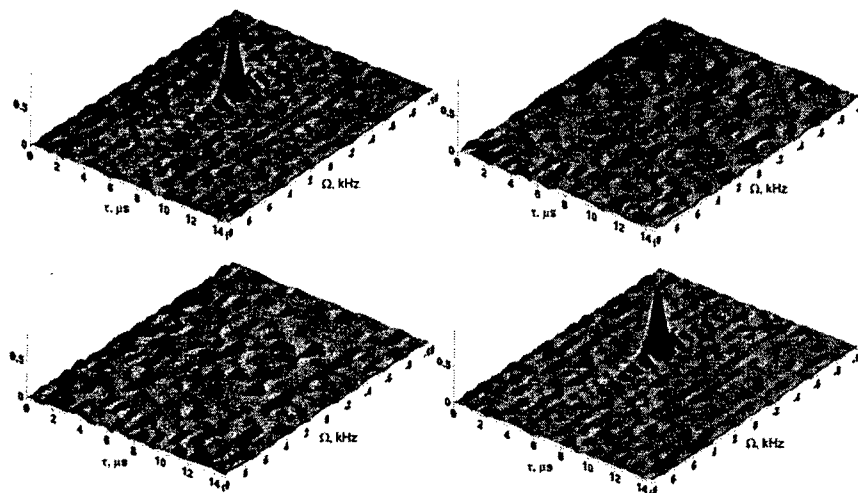


Рис. 4. Нормированная функция отклика $J(t, \omega) = \hat{G}(\tau, \Omega)$ согласованных фильтров при наличии в зоне наблюдения 1 цели. Случай ФКМ-сигналов, база сигнала 1023, длительность сигнала $T=1$ мс

Fig. 4. Normalized response matrix $J(t, \omega) = \hat{G}(\tau, \Omega)$ of matching filters for one radar object. PSK-signals case, $T\Delta f=1023$, $T=1$ ms

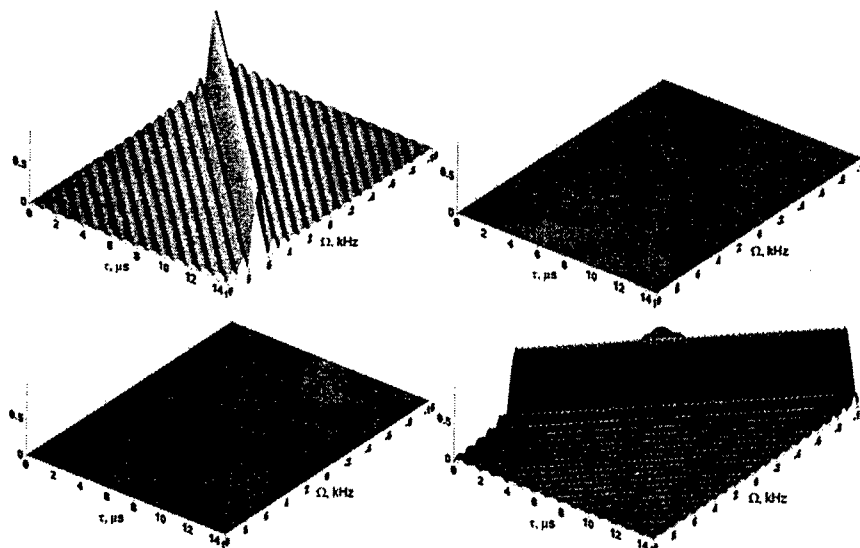


Рис. 5. Нормированная функция отклика $J(t, \omega) = \hat{G}(\tau, \Omega)$ согласованных фильтров при наличии в зоне наблюдения 1 цели. Случай ЛЧМ-сигналов, база сигнала 1023, длительность сигнала $T=1$ мс

Fig. 5. Normalized response matrix $J(t, \omega) = \hat{G}(\tau, \Omega)$ of matching filters for one radar object. LFM-signals case, $T\Delta f=1023$, $T=1$ ms

По сдвигу функций неопределенности в формируемых откликах на τ_0 и Ω_0 , можно определить (наряду с поляризационными параметрами) дальность до объекта и его скорость, соответственно.

Игольчатый вид ФН ФКМ сигналов, означает, что отклики на выходе фильтров, согласованных с излучаемыми сигналами, формируются одновременно. Поэтому при использовании ФКМ сигналов возможно одновременно и однозначно (в пределах элемента разрешения) определять дальность, скорость (по сдвигу функций неопределенности на τ_0 и Ω_0) и поляризационные характеристики РЛ объекта по отклику в любом канале (см. рис. 4, рис. 6а).

При применении ЛЧМ сигналов и одноканального приема невозможно одновременное и однозначное определение расстояния до объекта и его скорости (τ_0 и Ω_0). Смещение функции неопределенности по оси времени может быть интерпретировано как смещение по оси частот (и наоборот). Использование двухканального приема с фильтрами, соответственно согласованными с изменениями частоты вверх и вниз, дает возможность совместного определения дальности, скорости и поляризационных характеристик объектов (см. рис. 6б), но только при наличии одной цели в зоне наблюдения.

Along with polarization parameters, the ambiguity functions shifts τ_0 and Ω_0 in the formed responses allow to determine the object's distance and its velocity, correspondingly.

The "needle-like" form of the ambiguity function of PSK signals implies the simultaneous formation responses at the matched filters outputs. Because of this the use of PSK signals allows to simultaneously and unambiguously measure range, velocity (by shifts τ_0 and Ω_0) and polarization characteristics of radar objects by response in any receiving channels (see Fig. 4, Fig. 6a).

In the case of LFM sounding signals and single-channel receiver, it is impossible to simultaneously and unambiguously measure range and velocity (τ_0 and Ω_0). Shifting the ambiguity function along time-axis may be interpreted as a shift along frequency-axis, and vice versa. Using the two-channel receiver with filters matched with up-going and down-going frequency laws allows to jointly determine range, velocity and polarization parameters (see Fig. 6b) only for one radar object in observation area.

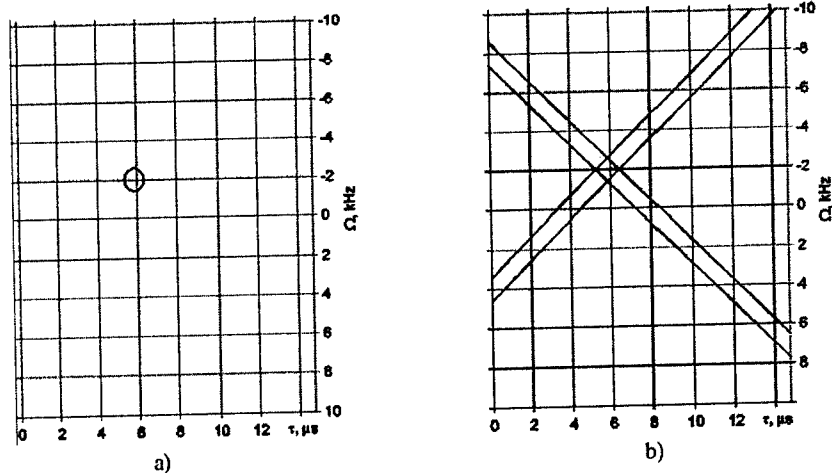


Рис. 6. Совместное определение поляризационных и координатных параметров 1 цели по срезам (уровень 0.5) функций отклика $J(t, \omega) = \hat{G}(\tau, \Omega)$ согласованных фильтров. а) ФКМ сигналы, б) ЛЧМ сигналы (база сигнала 1023, длительность сигнала $T=1$ мс)

Fig. 6. Joint estimation of polarization and coordinate parameters of one radar object by response function $J(t, \omega) = \hat{G}(\tau, \Omega)$ cuts (0.5 level) of matching filters for case of PSK-signals (a) and LFM-signals (b) ($T \Delta f = 1023$, $T = 1$ ms)

На рис. 7 и рис. 8 представлены оценки $\hat{G}(\tau, \Omega)$, формируемые на выходах согласованных фильтров, при использовании ФКМ сигналов и ЛЧМ сигналов, для двух радиолокационных объектов A и B , находящихся на расстоянии 900 и 750 м и движущихся со скоростью -30 и 60 м/с, соответственно. т.е. имеющих МФО

Figures 7 and 8 show estimates of $\hat{G}(\tau, \Omega)$ at the matched filters outputs for PSK and LFM signals and radar scene with two objects A and B at 900 m and 750 m distances and moving -30 and 60 mps, correspondingly. In this case we have the following MRF

$$G(\tau, \Omega) = \delta(\tau_0 = 6\mu\text{s}, \Omega_0 = -2\text{kHz}) \cdot I + \delta(\tau_0 = 5\mu\text{s}, \Omega_0 = 4\text{kHz}) \cdot I$$

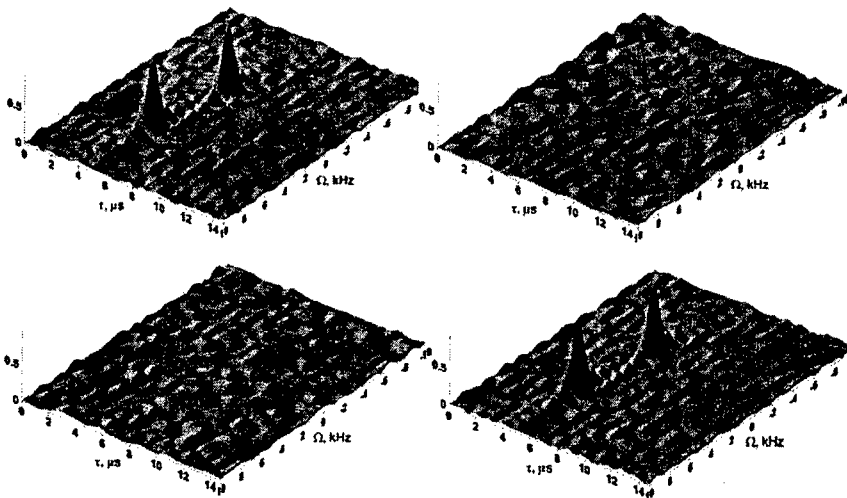


Рис. 7. Нормированная функция отклика $J(t, \omega) = \hat{G}(\tau, \Omega)$ согласованных фильтров при наличии в зоне наблюдения 2 целей. Случай ФКМ-сигналов

Fig. 7. Normalized response matrix $J(t, \omega) = \hat{G}(\tau, \Omega)$ of matching filters for two radar objects. PSK-signals case

Если на входе приемных устройств РЛС присутствуют сигналы от нескольких движущихся целей, находящихся в разных элементах разрешения по дальности и скорости, то в случае использования ЛЧМ сигналов функции откликов значительно усложняются и совместное определение дальности и скорости (а, следовательно, и поляризационных характеристик) РЛ объектов становится невозможным (рис. 9б). Возникает неоднозначность, и в результате подобный сдвиг функций неопределенности, обусловленный наличием указанных целей A и B , можно интерпретировать как присутствие совершенно иных целей C ($\tau_0 = 2,5$ мкс, $\Omega_0 = 1,5$ кГц) и D ($\tau_0 = 8,2$ мкс, $\Omega_0 = 8,2$ кГц), которых на самом деле не существует. При использовании ФКМ сигналов эта проблема не возникает (рис. 9а) и оценка производится корректно.

In the case of radar reception of LFM signals scattered by several moving targets, which are in different range and velocity resolution cells, the response functions become considerably complicated. Thus, the simultaneous estimation of range, velocity (and, therefore, polarization characteristics) becomes impossible (Fig. 9b). There appears an ambiguity, so that the shift of the ambiguity functions due to A and B targets may be interpreted as a presence of another non-existent objects C ($\tau_0 = 2,5 \mu\text{s}$, $\Omega_0 = 1,5 \text{ kHz}$) and D ($\tau_0 = 8,2 \mu\text{s}$, $\Omega_0 = 8,2 \text{ kHz}$). This problem does not appear while using the PSK signals (Fig. 9a), and parameters estimation is done correctly.

Подробно особенности использования ЛЧМ сигналов подробно рассмотрены в [7].

Peculiarities of the LFM signals using were considered in details in [7].

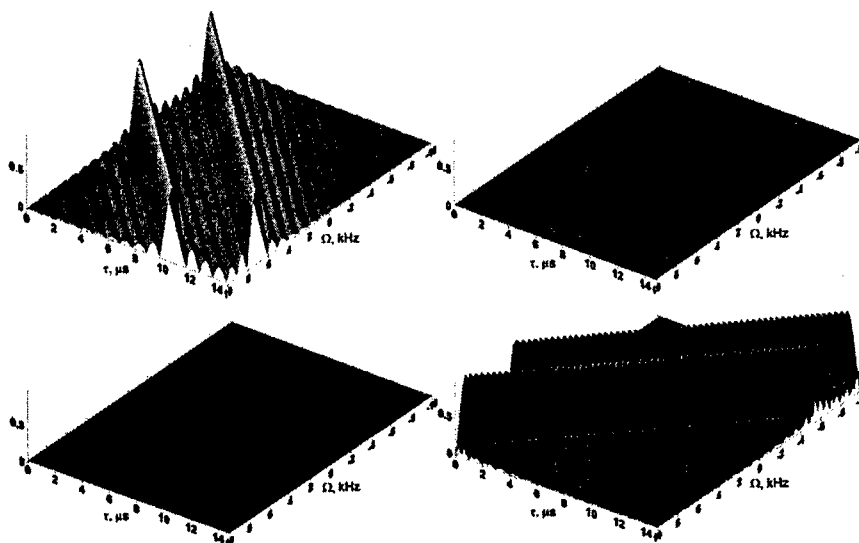


Рис. 8. Нормированная функция отклика $J(t, \omega) = \hat{G}(\tau, \Omega)$ согласованных фильтров при наличии в зоне наблюдения 2 целей. Случай ЛЧМ-сигналов

Fig. 8. Normalized response matrix $J(t, \omega) = \hat{G}(\tau, \Omega)$ of matching filters for two radar objects. LFM-signals case

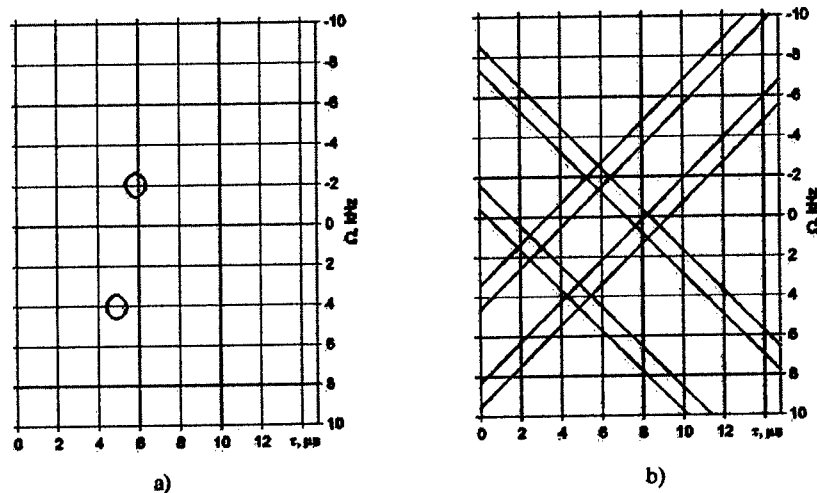


Рис. 9. Совместное определение поляризационных и координатных параметров 2 целей по срезам (уровень 0.5) функций отклика $J(t, \omega) = \hat{G}(\tau, \Omega)$ согласованных фильтров. а) ФКМ сигналы, б) ЛЧМ сигналы

Fig. 9. Joint estimation of polarization and coordinate parameters of two radar objects by response function $J(t, \omega) = \hat{G}(\tau, \Omega)$ cuts (0.5 level) of matching filters for case of PSK-signals (a) and LFM-signals (b)

Литература

References

- [1] D.Giuli, M.Fossi, L.Facheris, "Radar target scattering matrix measurement through orthogonal signals", IEE Proceedings-F, Vol.140, №4, August 1993
- [2] Хлусов В.А. Теория и методы первичной обработки сигналов в узкополосных поляризованных РЛС. Докторская диссертация (готовится к защите)
- [2] Khlusov V.A. Theory and methods of primary signals processing in narrow-band polarization radars. Doctor of Tech. Sci. Thesis (prepared to defence)
- [3] "Back-grounding of the necessity and working out the methods of simultaneous estimation of non-stable objects BSM", Report IS 03021, IRCTR-SB, Tomsk, 2003
- [4] D.V. Sarwate, M.B. Pursley, "Crosscorrelation properties of pseudorandom and related sequences", Proc. IEEE, 1980, 68, pp.593-620
- [5] J.W. Taylor, H.J. Blinchikoff, "Quadriphase code - a radar pulse compression signal with unique characteristics", IEEE Trans., 1988, AEES-24, pp.156-170
- [6] K.V.Rao, V.U.Reddy, "Biphase sequence generation with low sidelobe autocorrelation function", IEEE Trans., 1986, AEES-22, pp. 128-133
- [7] "Concurrent measurements of the elements of the scattering matrix". Report IS 02038, IRCTR-SB, Tomsk, 2002

Имитационное моделирование итерационной процедуры подавления боковых лепестков сложных сигналов, отраженных от пространственно-распределенных радиолокационных объектов

Г.П. Бабур, В.А. Хлусов

Международный исследовательский центр
телекоммуникаций и радиолокации - сибирское
отделение, IRCTR-SB TUCSR
Тел.: (3822) 413-562, E-mail: rirs_pol@ngs.ru
Россия, 634050, Томск, пр. Ленина 40

На основе априорных знаний о виде функции неопределенности излучаемого сигнала рассматривается итерационная процедура обработки сигнала, отраженного от пространственно-распределенного объекта, наблюдаемого на фоне собственных шумов приемника. Использование данной процедуры позволяет существенно снизить влияние боковых лепестков функции неопределенности излученного сигнала в задаче наблюдения малоразмерной цели в присутствии цели с большой эффективной поверхностью рассеяния. В работе приводятся результаты моделирования указанной процедуры обработки для случая зондирующего ФКМ-сигнала.

1. Постановка задачи

Современные требования к динамическому диапазону амплитуд обрабатываемых сигналов активной РЛС составляет величину более 80 дБ. При использовании сложных зондирующих сигналов указанные требования выполнимы только для очень больших баз, при которых уровень боковых лепестков функции неопределенности (ФН) сигналов не превышает величины -80 дБ. Применение таких сигналов в свою очередь, требует больших вычислительных затрат при их линейной фильтрации, что существенно ограничивает возможности их практического применения.

В связи с этим очевидна актуальность исследований, направленных на поиск возможности снижения влияния боковых лепестков (БЛ) ФН сложных сигналов за счет априорных знаний о виде их ФН. Известен ряд работ (например, [1,

Simulation of the Iterative Procedure for Side Lobes Suppression of Compound Signals Reflected from Spatially Distributed Radar Objects

G.P. Babur, V.A. Khlusov

International Research Centre for
Telecommunications-transmission and Radar
— Siberian Branch, IRCTR-SB TUCSR
Tel: (3822) 413-562, E-mail: rirs_pol@ngs.ru
Lenin Ave. 40, 634050, Tomsk, Russia

An iterative procedure for processing of signal reflected by spatially distributed object and observed against receiver noise is considered on the basis of a priori knowledge on the ambiguity function of radiated signal. The given procedure using allows to considerably decrease influence of the radiated signal's ambiguity function side-lobes while observing small-sized target in the presence of a target with more radar cross section. In the paper, the results of the procedure simulation for sounding PSK signal case are presented.

1. Problem statement

The modern requirements to the dynamic amplitude range of an active radar's signals equal to more than 80 dB. In the case of compound sounding signals, this requirement can be realized only for very large $T \cdot \Delta f$ values, which provide at least -80 dB side-lobes level of the ambiguity function (AF). In turn, the use of such signals is very time-consuming computational procedure while the linear filtering, that greatly limits their application in practice.

So, the urgency of studies connected with searching the ways, which could decrease the influence of the AF side-lobes due to a priori knowledge on their ambiguity functions form, is evident. It

2)], в которых рассматриваются возможности итерационного (генетического) алгоритма обработки сложного сигнала с пониженным уровнем боковых лепестков на выходе фильтра обработки в заданном диапазоне. Эффективность такого алгоритма в задаче наблюдения слабых сигналов на фоне мощных распределенных помеховых отражений на данный момент изучена недостаточно полно. В данной работе моделируется итерационная процедура линейной обработки ФКМ-сигнала в указанной в задаче для различных ситуаций, отражающих реальные условия работы РЛС.

2. Описание алгоритма моделирования

В качестве модели пространственно-распределенного объекта выбрана совокупность независимых элементарных отражателей, расположенных на разных дальностях от точки излучения зондирующего сигнала. При этом отраженный сигнал представляет собой аддитивную сумму элементарных сигналов, отраженных от каждого из отражателей модели, и случайной комплексной помехи $\xi(t)$, обусловленной собственными (тепловыми) шумами приемной системы. Количество элементарных отражателей, а так же распределение их радиальных скоростей и коэффициентов обратного отражения (ЭПР) являются параметрами модели. Для каждого отраженного сигнала задается случайный фазовый сдвиг. Задержки сигналов, отраженных от целей, задаются как функция дальности. Сущность алгоритма итерационной процедуры компенсации БЛ сложных сигналов заключается в следующем.

На первом этапе формировалась реализация отраженного сигнала $\dot{S}_z(t)$, описываемая выражением

$$\dot{S}_z(t) = \sum_{i=1}^n \dot{S}_i(t) = \dot{S}_0(t - t_i) \cdot a_i \cdot \exp\{j\Omega_D t + \varphi_i\} + \xi(t) = \dot{k}_i(t) \cdot \dot{S}_0(t - t_i) + \xi(t), \quad (1)$$

где $\dot{k}_i(t)$ — комплексный коэффициент отражения излученного сигнала $\dot{S}_0(t)$ i -го отражателя модели объекта (a_i — амплитудный коэффициент отражения, Ω_D — доплеровская частота элементарного отражателя, φ_i — начальная фаза отраженного i -го сигнала, t_i — время задержки отраженного сигнала относительно момента излучения сигнала $\dot{S}_0(t)$), $\xi(t)$ — стационарный нормальный белый шум.

Сформированный сигнал (1) обрабатывался фильтром, согласованным с шириной спектра излученного сигнала. При прохождении через фильтр белый шум становится окрашен-

is known works (for example, [1, 2]), in which possibilities of an iterative (genetic) algorithm of compound signal processing intended for decreasing side-lobes level at the processing filter output (in the given range) are considered. However, the algorithm efficiency while observing weak signals against severe clutter has been studied insufficiently. In the given work, the iterative procedure for linear processing of PSK signal is modeled for various radar scenarios corresponding to real conditions.

2. Simulation algorithm description

An aggregate of independent elementary reflectors situated at different distances from point of the sounding signal radiation was chosen as the model of a spatially distributed object. In that case the scattered signal is an additive sum of elementary signals reflected by each reflectors of the model and random complex interference $\xi(t)$ caused by intrinsic (thermal) noise of the receiver system. The model parameters are number of the elementary reflectors, values of their radar cross section (RCS) and radial velocities. Every scattered signal is characterized by random phase shift. Delays of the scattered signals are range dependent. The essence of iterative compensation procedure of compound signals sidelobes can be stated as follows.

At the first stage, a time sequence of the scattered signal $\dot{S}_z(t)$ is generated in accordance with

where $\dot{k}_i(t)$ is complex reflection coefficient of the radiated signal $\dot{S}_0(t)$ of the i -th reflector (a_i is amplitude reflection coefficient, Ω_D is Doppler frequency shift, φ_i is initial phase of the i -th signal, t_i is time delay relatively the radiation instant of $\dot{S}_0(t)$ signal), $\xi(t)$ is stationary white noise.

The signal (1) obtained is processed by filter matched with the spectrum width of the radiated signal. After filtering, the white noise become colored,

ным, интервал корреляции τ_{cor} соответствует величине, обратной ширине спектра излученного сигнала.

Сигнал (1) обрабатывался фильтром, согласованным с излученным сложным сигналом, в соответствии с выражением

$$\dot{J}_{\Sigma}(\tau, \Omega) = \langle \dot{S}_{\Sigma}(t) \cdot \dot{S}_0^*(t - \tau) \cdot \exp\{j\Omega t\} \rangle. \quad (2)$$

Определялось значение $J_{\text{max}1}$ комплексной амплитуды максимума двумерной функции отклика $\dot{J}_{\Sigma}(\tau, \Omega)$ и его координаты Ω_1, τ_1 на плоскости «время-частота». Формировалась реализация

$$\dot{J}_1(\tau, \Omega) = \dot{J}_{\text{max}1} \cdot \langle \dot{S}_0(t) \cdot \dot{S}_0^*(t - \tau_1) \cdot \exp\{j\Omega_1 t\} \rangle = \dot{J}_{\text{max}1} \cdot \dot{J}_0(\tau - \tau_1, \Omega - \Omega_1), \quad (3)$$

где $\dot{J}_0(\tau - \tau_1, \Omega - \Omega_1)$ — функция неопределенности излученного сигнала. Далее формировалась реализация $\dot{J}_2(\tau, \Omega)$ в соответствии с выражением

$$\dot{J}_{\Sigma 1}(\tau, \Omega) = \dot{J}_{\Sigma}(\tau, \Omega) - \dot{J}_1(\tau, \Omega). \quad (4)$$

Определялось значение $J_{\text{max}2}$ комплексной амплитуды максимума двумерной функции отклика $\dot{J}_{\Sigma 1}(\tau, \Omega)$ и его координаты Ω_2, τ_2 на плоскости «время-частота». Формировались реализации

$$\begin{aligned} \dot{J}_2(\tau, \Omega) &= \dot{J}_{\text{max}2} \cdot \dot{J}_0(\tau - \tau_2, \Omega - \Omega_2), \\ \dot{J}_{\Sigma 2}(\tau, \Omega) &= \dot{J}_{\Sigma 1}(\tau, \Omega) - \dot{J}_2(\tau, \Omega). \end{aligned} \quad (5)$$

Для реализации $\dot{J}_{\Sigma 2}(\tau, \Omega)$ так же определялось ее максимальное значение $J_{\text{max}3}$, формировались реализации $\dot{J}_3(\tau, \Omega)$, $\dot{J}_{\Sigma 3}(\tau, \Omega)$ и т.д.

На каждом n -ом шаге итерационной процедуры производилась оценка $\sigma_{\Sigma n}$ средней амплитуды реализации $\dot{J}_{\Sigma n}(\tau, \Omega)$. Итерационный цикл прекращался при достижении значения $\sigma_{\Sigma n}$ величины среднего значения тепловых шумов системы, которое задавалась в модели отраженного сигнала как параметр.

По окончании итерации формировалась функция отклика «итерационного» фильтра в соответствии с выражением

$$\dot{J}'_{\Sigma}(\tau, \Omega) = \dot{J}_{\Sigma}(\tau, \Omega) - \sum_{n=1}^k \dot{J}_{\text{max}i} \cdot \dot{J}_0^M(\tau - \tau_i, \Omega - \Omega_i), \quad (6)$$

где функция \dot{J}_0^M получена из функции неопределенности излученного сигнала путем приравнивания значений ее главного лепестка нулю. Таким образом, в отклике (6) «итерационного»

so that the correlation interval τ_{cor} is equal to value inversly proportional to the radiated signal's spectrum width.

Then, the signal (1) is processed in the filter matched with the radiated compound signal as follows

At the next step, complex amplitude $J_{\text{max}1}$ of the maximum of 2D response function $\dot{J}_{\Sigma}(\tau, \Omega)$ and its coordinates Ω_1, τ_1 on the "time-frequency" plane are found, and the sequence is generated

where $\dot{J}_0(\tau - \tau_1, \Omega - \Omega_1)$ is the ambiguity function of the radiated signal. Then the sequence $\dot{J}_2(\tau, \Omega)$ is formed in according with the following expression

Further, complex amplitude $J_{\text{max}2}$ of the maximum of 2D response function $\dot{J}_{\Sigma 1}(\tau, \Omega)$ and its coordinates Ω_2, τ_2 on the "time-frequency" plane are found, and the sequence is generated

Similarly, maximum value $J_{\text{max}3}$ is found for $\dot{J}_{\Sigma 2}(\tau, \Omega)$, and then sequences $\dot{J}_3(\tau, \Omega)$, $\dot{J}_{\Sigma 3}(\tau, \Omega)$ etc. are determined.

The mean amplitude $\sigma_{\Sigma n}$ of the sequence $\dot{J}_{\Sigma n}(\tau, \Omega)$ is estimated for each n -th step of the procedure. The iteration cycle is over when $\sigma_{\Sigma n}$ equals to mean thermal noise of the system, which is considered as one of the model parameter.

After the iteration ending, the "iterative" filter response function is generated in the following way

where function \dot{J}_0^M is obtained from the ambiguity function of the radiated signal by putting to zero its main lobe value. Thus, the ambiguity function sidelobes

фильтра обработки компенсированы (с абсолютной точностью до уровня шумовой помехи) боковые лепестки ФН каждого из элементарных сигналов, сумма которых образует совокупный отраженный сигнал.

3. Результаты компьютерного моделирования итерационного алгоритма подавления БЛ сложных сигналов

В работе приведены результаты моделирования описанного алгоритма итерационной обработки для случая ФКМ сигналов с базой $N=32$. Результаты моделирования приводятся в виде трехмерных графиков абсолютного значения функции отклика «итерационного» фильтра для каждого этапа процедуры в заданном частотно-временном интервале задержек и доплеровских частот и представлены на рис. 1-4, по оси времени и частот отложены относительные единицы (отсчеты). Для различных ситуаций, отражающих реальные условия работы РЛС, программно формируется модель радиолокационной цели. Параметрами модели являются дальность, комплексные коэффициенты отражения, количество и распределение радиальных скоростей элементарных отражателей, уровень шума.

В работе рассмотрено четыре модели распределенной цели.

Модель 1 задана в виде совокупности четырех отражателей, абсолютное значение нормированных коэффициентов отражения которых равны 1; 0,5; 0,1; 0,05. Сигнал на входе $\hat{S}_\Sigma(t)$ представляет собой сумму сигналов, отраженных от четырех целей с произвольно заданными задержками (расстояниями до целей), доплеровскими сдвигами (радиальными скоростями) и коэффициентами отражения (ЭПР и фазовый сдвиг). Уровень шума системы равен нулю.

В **Модели 2** зададим два отражателя, соответственно сигнал на входе системы представляет собой сумму сигналов, отраженных от двух целей с произвольно заданными задержками (расстояниями до целей), доплеровскими сдвигами (радиальными скоростями) и коэффициентами отражения (ЭПР и фазовый сдвиг). Абсолютные значения нормированных коэффициентов отражения равны 1 и 0,01. Уровень шума задается на уровне слабого сигнала на входе системы (0,01).

Модель 3 задана в виде совокупности трех отражателей, абсолютное значение нормированных коэффициентов отражения которых

of each elementary signals, which form the total reflected signal, are compensated to absolute accuracy of the noise level in the "iterative" filter response (6).

3. Simulation results of the iterative algorithm for suppression of compound signal's sidelobes

In the paper, the algorithm simulation results are presented for PSK signals with $T \cdot \Delta f = 32$. The results are represented in 3D graphs (Fig. 1 to Fig. 4) showing modulus of the "iterative" filter response function at every step of the procedure for the given time-and-frequency range of delays and Doppler frequencies. In these figures, relative values are depicted along time and frequency axes. Software model of a radar target is formed for different scenarios of the real radar operation. The model parameters are the target's range, complex reflection coefficients, quantity and velocity distribution of the elementary reflectors, and system noise level.

Below, four models of a distributed radar target are considered.

Model 1 is an aggregate of four point reflectors with moduli of the normalized reflection coefficients equal to 1; 0,5; 0,1; and 0,05. The input signal $\hat{S}_\Sigma(t)$ is a sum of the signals scattered from the four targets with arbitrarily time delays (ranges), Doppler shifts (radial velocities) and reflection coefficients (RCS and phase shift). The system noise is considered to be zero.

Model 2 provides for two reflectors, so that the input signal is a sum of the signals scattered by two targets with arbitrarily time delays (ranges), Doppler shifts (radial velocities) and reflection coefficients (RCS and phase shift). The moduli of the normalized reflection coefficients are equal to 1 and 0,01. It is supposed that the noise level is equal to more weaker signal at the system input (0,01).

Model 3 is an aggregate of three point reflectors with moduli of the normalized reflection coefficients equal to 1; 1; 0,1.

равны 1, 1, и 0,01, уровень шума задается на уровне слабого сигнала на входе системы (0,01). Сигнал на входе представляет собой сумму сигналов, отраженных от трех целей. Радиальные скорости и фазы двух сигналов, отраженных от целей с большими ЭПР, одинаковы. Расстояния зададим такими, что пики функции неопределенности перекрываются во времени. Фаза и радиальная скорость сигнала, отраженного от цели с малой ЭПР заданы случайно, расстояние до цели задано таким образом, что пик ФН скрыт в боковых лепестках ФН более сильных сигналов.

Модель 4 отличается от модели 3 лишь тем, что фазы двух более сильных сигналов равной амплитуды (пики функций неопределенности которых перекрываются во времени) задаются случайно.

На рис. 1 представлены результаты для модели 1. Показаны сигналы при обычной корреляционной обработке (рис. 1а) и после итерационной обработки (рис. 1б). Видно, что после обработки уровень боковых лепестков (УБЛ) понижается до уровня ошибки точности расчетов.

The noise level is equal to more weaker signal at the system input (0,01). The input signal is a sum of the signals scattered by three targets. Radial velocities of the first two targets and corresponding phase shifts are the same. The chosen distances of both targets provide overlapping of the ambiguity functions peaks in time domain. Phase shift and radial velocity of the third target are random values, its distance is chosen so as the ambiguity function peak is hidden in AF's sidelobes of more strong signals.

The only difference of **Model 4** from model 3 is in random phases of two signals scattered by larger targets (which peaks of the ambiguity functions are overlapped in time domain).

Figure 1 shows results for model 1. The signals after the correlation processing and iterative processing are shown in Fig. 1a and 1b, correspondingly. It is obvious that sidelobes level decreases to calculations error after processing.

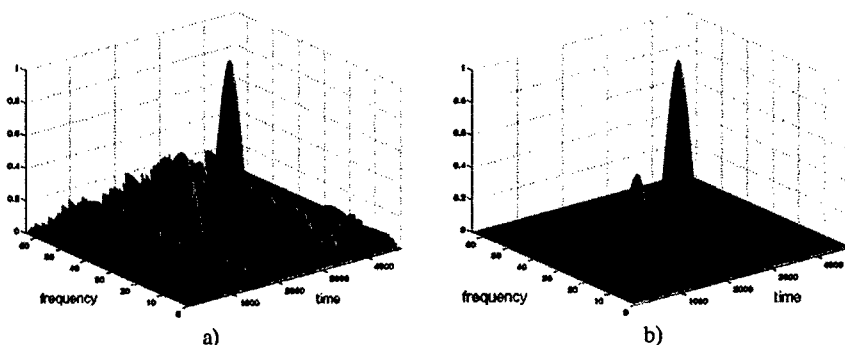


Рис. 1. Результаты расчетов для Модели 1: а) сигнал на выходе согласованного фильтра; б) сигнал после итерационной обработки

Fig. 1. Calculation results for Model 1: a) output signal of the matching filter; b) result of the iteration processing

На рис. 2 представлены результаты для модели 2. Для удобства представления графики приведены в логарифмическом масштабе. Показаны сигналы при обычной корреляционной обработке (рис. 2а), когда боковые лепестки ФН сильного сигнала маскируют слабый сигнал, и после итерационной обработки (рис. 2б). В последнем случае УБЛ снижается до уровня шума системы так, что виден пик функции неопределенности слабого сигнала.

Figure 2 shows results obtained for model 2. For clearness sake the diagrams are represented in logarithmic scale. The signals after the correlation processing are shown in Fig. 2a (when the ambiguity function sidelobes of more strong signal mask the weak signal) and after iterative processing (Fig. 2b). In the latter case sidelobes are decreased to the system noise level, so that the AF's peak of the

Очевидно, что абсолютная величина компенсации БЛ может достигать десятки децибел и ограничена только соотношением «сигнал-шум».

weak signal becomes visible. It is clear that the sidelobe compensation can reach dozens of dB and is limited only by "signal-to-noise" ratio.

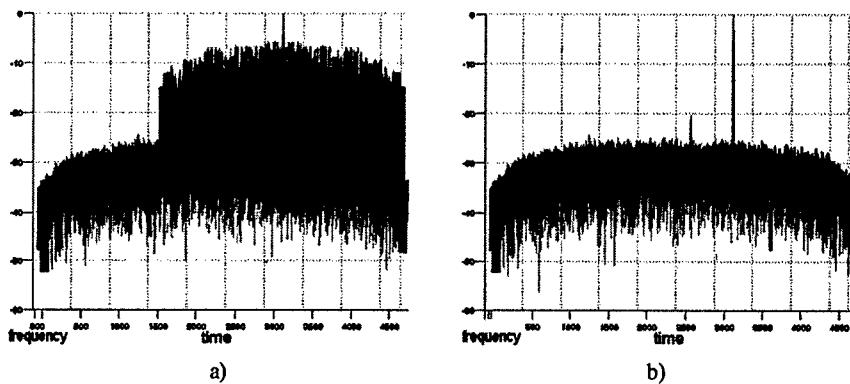


Рис. 2. Результаты расчетов для Модели 2: а) сигнал на выходе согласованного фильтра; б) сигнал после итерационной обработки
Fig. 2. Calculation results for Model 2: a) output signal of the matching filter; b) result of iteration processing

На рис. 3 представлены результаты для модели 3. Наблюдается незначительное снижение УБЛ на выходе системы при итерационной обработке (рис. 3б) по сравнению с обычной корреляционной обработкой (рис. 3а). За счет синфазного сложения двух откликов целей с большими ЭПР происходит смещение реального максимума сигнала на выходе согласованного фильтра, с которого начинается свою работу итерационная процедура. Поэтому для данной модели цели итерационный алгоритм реализуется не в полной мере.

The results obtained for model 3 are shown in Fig. 3. In comparison with the correlation processing (Fig. 3b), the iterative processing (Fig. 3a) gives slight decrease of sidelobes at the system output. Because of in-phase adding of two responses of the large RCS targets, there is a shift of true signal maximum at the matched filter output, from which the iterative procedure starts operating. Thus, the iterative algorithm is not fully realized for this model.

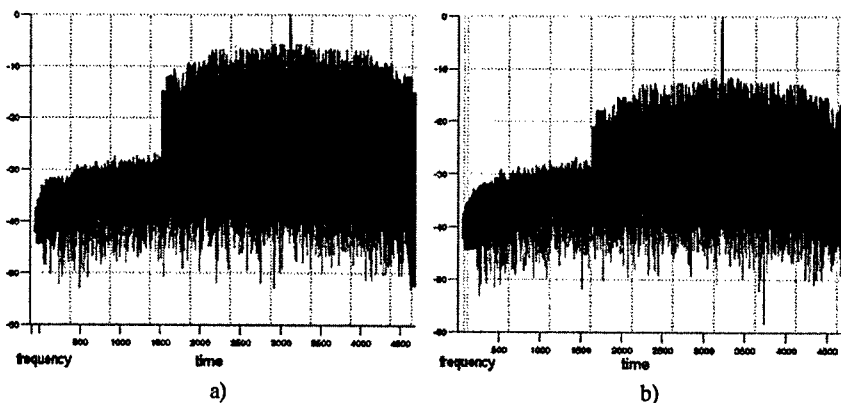


Рис. 3. Результаты расчетов для Модели 3: а) сигнал на выходе согласованного фильтра; б) сигнал после итерационной обработки
Fig. 3. Calculation results for Model 3: a) output signal of the matching filter; b) result of iteration processing

На рис. 4 представлены результаты для модели 4. Показаны сигналы при обычной корреляционной обработке (рис. 4а) и после итерационной обработки (рис. 4б). Наблюдается значительное снижение УБЛ сигнала на выходе системы после итерационной обработки. Фазы сигналов, отраженных от целей с большими ЭПР случайны, так что отклики складываются несинфазно. Поэтому смещения реального максимума сигнала на выходе согласованного фильтра не происходит, и итерационный алгоритм дает хороший результат.

Figure 4 shows results obtained for model 4. The signals after the correlation processing and iterative processing are shown in Fig. 4a and 4b. Considerable decrease of the signal sidelobes at the system output can be observed after the iterative processing. Since the signal phases reflected by large RCS targets are random, then the responses are summed out-of-phase. Therefore, true signal maximum at the matched filter output is not shifted, and the iterative algorithm gives good result.

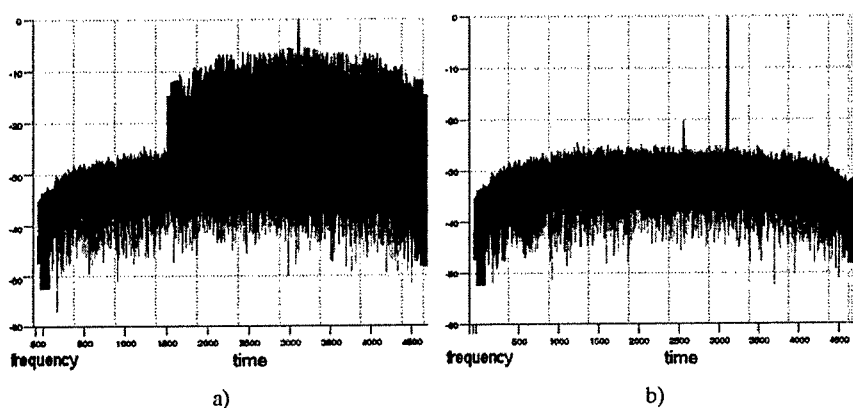


Рис. 4. Результаты расчетов для Модели 4: а) сигнал на выходе согласованного фильтра; б) сигнал после итерационной обработки
Fig. 4. Calculation results for Model 4: a) output signal of the matching filter; b) result of iteration processing

4. Перспективы использования итерационного алгоритма

Как показано в [3], корректная совместная оценка координатных и поляризационных параметров пространственно-распределенного нестационарного во времени объекта возможна только при использовании зондирующего потока, матричная ФН которого имеет вид матрицы тождественных преобразований. Формирование таких потоков основано на применении ортогональных шумоподобных сигналов. При этом основные ошибки в оценке матрицы обратного рассеяния объекта определяются уровнями взаимной корреляции и уровнем боковых лепестков ортогональных сигналов. Использование априорных знаний о взаимной ФН этих сигналов, в совокупности с априорным знанием о виде их ФН, позволяют применить рассмотренный итерационный ал-

4. The prospects of the iterative algorithm application

As was shown in [3], the correct joint estimation of coordinate and polarization parameters for spatially distributed time-fluctuating object is possible only using sounding flux, which matrix ambiguity function takes form of the identical transformation matrix. The generation of such fluxes is based on using orthogonal noise-like signals. In this case, the principal errors in BSM estimation are determined by cross correlation and sidelobe levels of the orthogonal signals. A priori knowledge on cross ambiguity function of these signals, in common with a priori knowledge on their AFs, allows to use the iterative algorithm above for increase of accuracy

горитм для повышения точности формируемой совместной оценки координат и матрицы рассеяния реальных РЛ объектов.

Выводы

1. Рассмотренный итерационный метод фильтрации позволяет уменьшить влияние БЛ сложных сигналов, отраженных от одиночных целей с большой ЭПР, при обнаружении сигналов от малоразмерных целей, которые при обычной корреляционной обработке скрыты в боковых лепестках ФН более сильных сигналов. При этом уровень боковых лепестков обрабатываемых отраженных сигналов снижается до уровня шума системы.
2. «Платой» за выигрыш является увеличение времени обработки кратное количеству итераций. Это в данном случае не является принципиальным ограничением при использовании алгоритма, поскольку эквивалентный выигрыш в подавлении БЛ может достигаться на значительно меньших базах сигнала.

Литература

- [1] Применение генетических алгоритмов и специальных несогласованных v -фильтров для минимизации корреляционных шумов БФМ сигналов. Лозовой А.В., Мельников Б.Ф., Радионов А.Н. 3-я Международная конференция DSPA-2000, <http://www.autex.spb.ru>, 2001
- [2] Амиантов И.Н. Избранные вопросы статистической теории связи. - М.: Сов. Радио. 1971, 416 с.
- [3] Concurrent measurements of the elements of the scattering matrix. Additional research report IS 02038-2, IRCTR-SB, 2002

of joint estimation of coordinates and scattering matrix of real radar objects.

Conclusion

1. The considered iterative filtering method allows to decrease the sidelobes influence of compound signals reflected by single target with large RCS while detecting signals from small-sized targets, which are hidden in AF sidelobes of more strong signals under common correlation processing. In this case, sidelobes level of the processed signals decrease to the system noise level.
2. «Charge» for processing gain is increase of processing time multiple to the iterations number. It is not a principal limitation of the algorithm, since the equivalent gain in sidelobes suppression can be obtained with much less values of $T \Delta f$ product of the signals.

References

- [1] Lozovoy A.V., Melnikov B.F., Radionov A.N. The use of genetic algorithms and specific unmatched v -filters for BPSK signals correlation noise minimizing. 3rd International Conference DSPA-2000, <http://www.autex.spb.ru>, 2001
- [2] Amiantov I.N. Selected problems of statistical theory of communications. Moscow, Sov. Radio Publ., 1971, 416 p.

Пространственно-временная матрица неопределенности для поляризационной PCA

Д.В. Пурик, Г.С. Шарыгин

Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники
634050, Томск, пр. Ленина, 40
E-mail: dmpurik@ms.tusur.ru

Понятие функции неопределенности распространяется на случай векторных пространственно-временных сигналов. Получены пространственно-временные матрицы неопределенности для поляризационных РЛС с синтезированной апертурой с одновременным измерением матрицы рассеяния цели

1. Введение

Применение радиолокационных систем с синтезированной апертурой (PCA) позволяет получать радиолокационное изображение с высоким разрешением. Дополнительное использование в таких системах информации о поляризационных характеристиках сигнала позволяет различать цели с различными поляризационными свойствами, что значительно расширяет возможности PCA.

Важнейшей характеристикой таких систем является разрешающая способность. Для оценки потенциальной разрешающей способности в радиолокации принято использовать функцию неопределенности (ФН). Возникает задача обобщения классической функции неопределенности на случай векторных пространственно-временных сигналов, что позволяет оценивать разрешающую способность системы по всем параметрам, используя одну эту функцию.

Задача данной работы — сформулировать понятие матрицы неопределенности (МН) и получить ее выражение для поляризационных PCA с одновременным измерением всех элементов матрицы рассеяния (МР) цели.

2. Пространственно-временная матрица неопределенности

Функция неопределенности скалярного сигнала для произвольного вектора существенных

Space-Time Ambiguity Matrix For Polarimetric SAR

D.V. Purik, G.S. Sharygin

Tomsk University of Control Systems and Radioelectronics
Lenin Ave. 40, 634050, Tomsk, Russia
E-mail: dmpurik@ms.tusur.ru

The ambiguity function concept is expanded to case of vector space-time signals. Space-time ambiguity matrices of polarization synthetic aperture radars with simultaneous measurement of the backscattering matrix have been derived

1. Introduction

The use of synthetic aperture radars (SAR) allows to obtain high resolution images. Additional application of the signal polarization characteristics in such systems permits to distinguish targets with different polarization properties, that considerably widens SAR abilities.

The resolution of such systems is the most important characteristic. The ambiguity function (AF) is usually used to estimate the potential resolution in radar. Thus, the classical AF should be generalized for the case of space-time vector signals. It would allow to estimate the system resolution by all parameters using only this one function.

The main goal of the paper is to formulate notion of the ambiguity matrix (AM) and to find its expression for polarization SAR with simultaneous measuring all elements of a target's backscattering matrix (BSM).

2. Space-time ambiguity matrix

The ambiguity function of a scalar signal for an arbitrary vector of para-

параметров $\bar{\mu}$ может быть определена в виде автокорреляционной функции комплексной амплитуды сигнала [1]

parameters $\bar{\mu}$ can be described by the autocorrelation function of the signal complex amplitude [1]

$$\Psi(\Delta\bar{\mu}) = C \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{U}(t, \bar{\rho}, \bar{\mu}_1) \dot{U}^*(t, \bar{\rho}, \bar{\mu}_2) dt d\bar{\rho}, \quad (1)$$

где $\bar{\rho}$ – вектор пространственных координат апертуры антенны, C – нормирующий множитель.

where $\bar{\rho}$ is a vector of antenna aperture spatial coordinates, C is normalizing factor.

Представим комплексную амплитуду поля в виде вектора

Let us describe the field complex amplitude by the vector

$$\dot{U}(t, \bar{\rho}, \bar{\mu}) = \begin{bmatrix} \dot{U}_V(t, \bar{\rho}, \bar{\mu}) \\ \dot{U}_H(t, \bar{\rho}, \bar{\mu}) \end{bmatrix}.$$

Будем также рассматривать обобщенную функцию неопределенности в виде свертки $\dot{U}(t)$ и $\dot{S} \cdot \dot{U}^*(t)$, где

Let us also consider the generalized ambiguity function as convolution of $\dot{U}(t)$ and $\dot{S} \cdot \dot{U}^*(t)$, where

$$\dot{S} = \begin{bmatrix} \dot{S}_{VV} & \dot{S}_{VH} \\ \dot{S}_{HV} & \dot{S}_{HH} \end{bmatrix}$$

– 2x2 матрица, эквивалентная матрице обратного рассеяния цели. В результате получаем матрицу взаимных функций неопределенности

is 2x2 matrix equivalent to target's BSM. As a result, we get the matrix of the ambiguity functions

$$\Psi(\Delta\bar{\mu}) = C \begin{bmatrix} \dot{\Psi}_{VV}(\Delta\bar{\mu}) & \dot{\Psi}_{VH}(\Delta\bar{\mu}) \\ \dot{\Psi}_{HV}(\Delta\bar{\mu}) & \dot{\Psi}_{HH}(\Delta\bar{\mu}) \end{bmatrix}, \quad (2)$$

где

where

$$\dot{\Psi}_{VV}(\Delta\bar{\mu}) = \dot{S}_{VV} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{U}_V(t, \bar{\rho}, \bar{\mu}_1) \dot{U}_V^*(t, \bar{\rho}, \bar{\mu}_2) dt d\bar{\rho} + \dot{S}_{VH} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{U}_V(t, \bar{\rho}, \bar{\mu}_1) \dot{U}_H^*(t, \bar{\rho}, \bar{\mu}_2) dt d\bar{\rho}$$

$$\dot{\Psi}_{VH}(\Delta\bar{\mu}) = \dot{S}_{HV} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{U}_V(t, \bar{\rho}, \bar{\mu}_1) \dot{U}_H^*(t, \bar{\rho}, \bar{\mu}_2) dt d\bar{\rho} + \dot{S}_{HH} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{U}_H(t, \bar{\rho}, \bar{\mu}_1) \dot{U}_H^*(t, \bar{\rho}, \bar{\mu}_2) dt d\bar{\rho}$$

$$\dot{\Psi}_{HV}(\Delta\bar{\mu}) = \dot{S}_{VV} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{U}_H(t, \bar{\rho}, \bar{\mu}_1) \dot{U}_V^*(t, \bar{\rho}, \bar{\mu}_2) dt d\bar{\rho} + \dot{S}_{VH} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{U}_H(t, \bar{\rho}, \bar{\mu}_1) \dot{U}_H^*(t, \bar{\rho}, \bar{\mu}_2) dt d\bar{\rho}$$

$$\dot{\Psi}_{HH}(\Delta\bar{\mu}) = \dot{S}_{HV} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{U}_H(t, \bar{\rho}, \bar{\mu}_1) \dot{U}_V^*(t, \bar{\rho}, \bar{\mu}_2) dt d\bar{\rho} + \dot{S}_{HH} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{U}_H(t, \bar{\rho}, \bar{\mu}_1) \dot{U}_H^*(t, \bar{\rho}, \bar{\mu}_2) dt d\bar{\rho}$$

Конкретизируем математическую модель сигнала. Рассмотрим линейный случай $\bar{\rho} = x$, апертуру зададим функцией $I(x)$. В большинстве реальных случаев сигнал от малоразмерной цели можно представить в виде [2]

Making specific the mathematical signal model, let us consider linear case $\bar{\rho} = x$, with the aperture described by $I(x)$. In the most real cases, the signal from small-sized target is written as [2]

$$\dot{u}(t, x) = \dot{U}(t, x) \exp\{j(\omega_0 t + u_x x)\},$$

где u_x – проекция пространственной частоты. Для такой модели скалярная обобщенная функция неопределенности принимает вид [2]

where u_x is the spatial frequency projection. For the model, the scalar generalized ambiguity function takes the form [2]

$$\dot{\Psi}(\tau, \Omega, \Delta u_x, \Delta x) = C \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{I}(x)|^2 \dot{U}(t, x) \dot{U}^*(t - \tau, x - \Delta x) \exp\{j(\Omega t + \Delta u_x x)\} dt dx, \quad (3)$$

где $\tau, \Omega, \Delta u_x, \Delta x$ — рассогласование принимаемого и опорного сигналов по времени, частоте, угловой и линейной координате соответственно. Обобщенная матрица неопределенности для такой модели сигнала определяется по аналогии с вышесказанным.

3. Факторизация пространственно-временных функций неопределенности

В ряде случаев пространственно-временная функция неопределенности может факторизоваться, то есть может быть представлена в виде

$$\dot{\Psi}(\tau, \Omega, \Delta u_x, \Delta x) = \dot{\Psi}_T(\tau, \Omega) \dot{\Psi}_S(\Delta u_x, \Delta x),$$

где $\dot{\Psi}_T$ — время-частотная, а $\dot{\Psi}_S$ — пространственно-угловая ФН.

Достаточными условиями факторизации ФН являются

- факторизация комплексной амплитуды пространственно-временного сигнала, то есть $\dot{U}(t, x) = \dot{U}(t) \cdot \dot{U}(x)$,
- независимость апертурной функции $\dot{I}(x)$ от времени.

4. Матрица неопределенности поляризационной PCA

Рассмотрим сфокусированную PCA бокового обзора. Будем считать, что РЛС движется равномерно и прямолинейно. Объединив моменты приема импульсов, получим эквивалентную дискретную апертуру [3] (см. рис. 1). Математическая модель скалярного сигнала в этом случае принимает следующий вид

$$\dot{u}(t, x_i) = \dot{U}(t, x_i) \exp\{2j\varphi_i\} \exp\{j\omega_0 t\}, \quad (4)$$

где $\varphi_i = k\Delta_i$ — запаздывание фазы, определяемое разностью хода

$$\Delta_i = \Delta(u, x_i, H) = \frac{1}{2H} x_i^2.$$

Учитывая фокусировку в PCA, эквивалентная апертурная функция определяется выражением $\dot{I}(x_i) = \exp\{2jk\Delta_i\}$. Из (3) следует выражение для ФН

$$\dot{\Psi} = C \dot{\Psi}_T(\tau, \Omega) \sum_i \exp\left\{2jk\left[x_i \Delta u - \frac{1}{2H} x_i^2 \left[1 - \sqrt{(1 - \Delta u^2)^3}\right]\right]\right\} \cdot \exp\left\{j \frac{\Omega}{2cH} x_i^2\right\}. \quad (5)$$

where $\tau, \Omega, \Delta u_x, \Delta x$ are differences of received and reference signals in time, frequency, angular and linear coordinates, correspondingly. The generalized ambiguity matrix for such signal's model is derived by analogy with above.

3. Factorization of space-time ambiguity functions

In some cases the space-time AF can be factorized, i.e. it may be written in the form

where $\dot{\Psi}_T$ and $\dot{\Psi}_S$ are time-frequency and space-angular ambiguity functions.

The following conditions are sufficient for AF factorization

- factorization of space-time signal's complex amplitude, i.e. $\dot{U}(t, x) = \dot{U}(t) \cdot \dot{U}(x)$,
- time-independent aperture function $\dot{I}(x)$.

4. Ambiguity matrix of polarization SAR

Let us analyse a focused side looking SAR. It is supposed that the radar is moving along linear path uniformly. Having joined instants of pulse reception, one can get an equivalent discrete aperture [3] (see Fig. 1). In this case, received scalar signal is written as follows

where $\varphi_i = k\Delta_i$ is a phase lag determined by propagation difference

Considering the SAR focusing, the equivalent aperture function is determined by $\dot{I}(x_i) = \exp\{2jk\Delta_i\}$. As follows from (3), the AM expression becomes

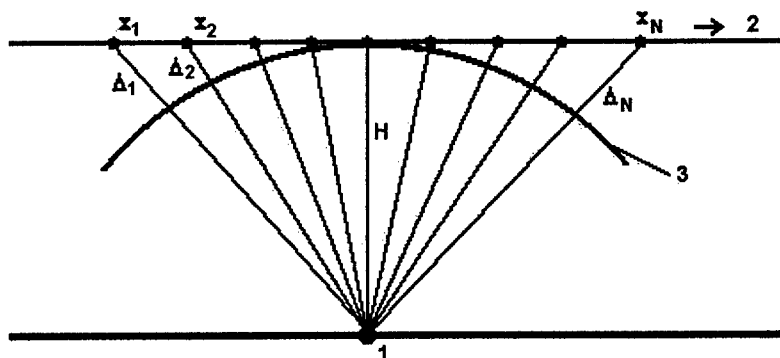


Рис. 1. Геометрические соотношения для PCA бокового обзора: 1 — цель, 2 — траектория движения PCA, 3 — фазовый фронт волны
 Fig. 1. Geometrical configuration for side looking SAR: target (1), SAR motion path (2), EM wave phase front

Рассмотрим случай поляризационной PCA с одновременным измерением матрицы рассеяния. В таких системах предложено [4, 5] использовать сигналы в виде ортогональных ФКМ сигналов, излучаемых на ортогональных поляризациях. Будем использовать в качестве компонент $\dot{U}_V(t)$ и $\dot{U}_H(t)$ излучаемого векторного сигнала сигналы, манипулированные по фазе ортогональными m -последовательностями. На рис. 2 показана матрица обобщенных функций неопределенности в координатах Δu для случая

Let us consider a polarization SAR with simultaneous BSM measurement. For such systems it was suggested to use orthogonally polarized time orthogonal PSK signals [4, 5]. Further, we will analyse the case when components $\dot{U}_V(t)$ and $\dot{U}_H(t)$ of radiated vector signal are PSK signals modulated by m -sequences. Figure 2 shows matrix of the generalized AF in coordinates Δu for the following scattering matrix

$$\hat{S} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

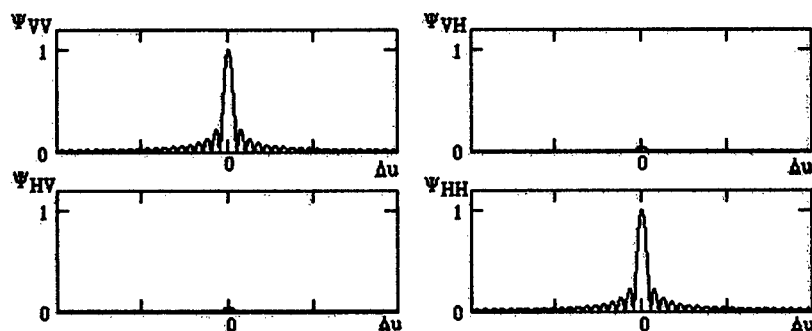


Рис. 2. Матрица неопределенности поляризационной PCA в координатах Δu
 Fig. 2. Ambiguity matrix of polarimetric SAR in Δu -coordinates

4. Матрица неопределенности интерференционной поляризационной PCA

В рассматриваемом случае система отличается от описанной выше системы тем, что

4. Ambiguity matrix of interferometric polarization SAR

In the given case, the system differs from the described above by presence of

она имеет две антенны, расположенные на оси, перпендикулярной направлению движения РСА, на расстоянии L друг от друга.

Будем считать, что сигналы, принимаемые антеннами, различаются только разностью хода $\Delta r = L \cdot \cos \beta$ (при наклонной дальности $r \gg L$, β — направление на цель в плоскости антенн). По аналогии с (4) получаем сигналы в первой и второй антеннах соответственно

$$\dot{u}_1(t, x_i) = \dot{U}_1(t, x_i) \exp\{2jk\Delta(u, H, x_i)\} \exp\{j\omega_0 t\}, \quad \dot{u}_2(t, x_i) = \dot{u}_1\left(t - \frac{\Delta r}{c}, x_i\right)$$

Алгоритм обработки сигналов в интерферометрах обычно соответствует перемножению сигналов

$$\dot{u}(t, x_i) = \dot{u}_1(t, x_i) \cdot \dot{u}_2(t, x_i).$$

В этом случае скалярная функция неопределенности

$$\dot{\Psi}_\Sigma = \dot{\Psi}_1^2 \exp\left\{-j\omega_0 \frac{\Delta r}{c}\right\}, \quad (6)$$

где $\dot{\Psi}_1$ соответствует выражению (5).

Матрица функций неопределенности (2) в координатах Δu ; $\Delta v = \cos \beta$, полученная согласно (6) для случая, соответствующего рис. 2, показана на рис. 3.

two antennas spaced at L distance along the axis perpendicular to the SAR motion path.

Let signals received in the antennas differ only by propagation difference $\Delta r = L \cdot \cos \beta$ (when slant range $r \gg L$, β corresponds to target direction in the antennas plane). Similar to (4), the signals at the antennas outputs can be presented in the form

The signals processing algorithm in interferometers corresponds to the signals multiplication

So that the scalar ambiguity function becomes

where $\dot{\Psi}_1$ corresponds to (5).

Figure 3 shows the AF matrix (2) in coordinates Δu ; $\Delta v = \cos \beta$ obtained according to (6) for the case presented in Fig. 2.

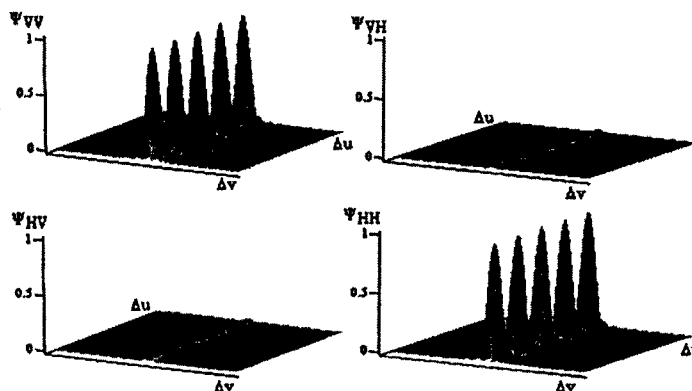


Рис. 3. Матрица неопределенности интерференционной РСА в координатах Δu , Δv
Fig. 3. Ambiguity matrix of interferometric SAR in Δu , Δv coordinates

5. Разрешающая способность РСА бокового и переднего обзора

РСА переднего обзора (рис. 4) функционирует аналогично рассмотренным системам, но максимум ее диаграммы направленности ориентирован вдоль направления движения.

5. Resolution of side looking and forward looking SAR

Forward looking SAR (Fig. 4) operates in a similar manner as the systems above, but its pattern maximum is aligned along the motion axis.

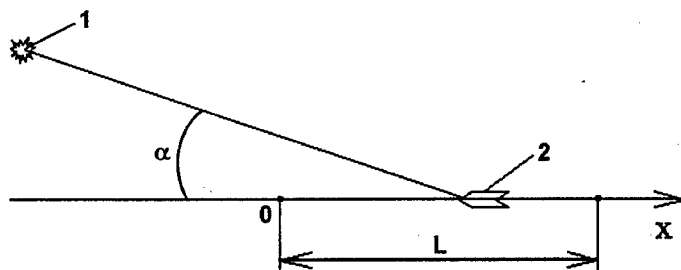


Рис. 4. Геометрические соотношения для PCA переднего обзора: 1 – цель, 2 – PCA
Fig. 4. Geometrical configuration for forward looking SAR: target (1), SAR (2)

Для оценки угловой разрешающей способности будем использовать функцию неопределенности в координатах Δu . Задача рассматривается в одной плоскости (например, в вертикальной). Закон изменения фазы по апертуре для PCA переднего обзора, соответствующий фазе бегущей волны, определяется следующим образом [2, 3]

$$\varphi(x) = \frac{2\pi}{\lambda} r(x) = \varphi_0 + \frac{2\pi}{\lambda} x \cos \alpha = \varphi_0 + kx u_x, \quad (7)$$

где λ – длина волны, $r(x)$ – дальность до цели, как функция координаты PCA, φ_0 – начальная фаза, α – угол визирования, $u_x = \cos \alpha$ и $k = 2\pi/\lambda$. Учитывая распределение фазы, из (3), (4) получается выражение для диаграммы направленности PCA переднего обзора

$$\dot{\Psi}(\Delta u) = \int_{-L/2}^{L/2} \exp\{2ik(u_x - u_{x0})\} dx = \frac{\sin(kL\Delta u_x)}{kL\Delta u_x}, \quad (8)$$

где $\Delta u = u_x - u_{x0}$, u_{x0} соответствует углу α_0 , для которого сфокусирована система.

In order to estimate the angular resolution, let us use the AF in coordinates Δu . The problem is analysed in one plane (for example, vertical). The phase variation law in aperture of the forward looking SAR, which corresponds to traveling wave phase, is determined as follows [2, 3]

where λ is wavelength, $r(x)$ is a target's range as function of x coordinate, φ_0 is initial phase, α is aspect angle, $u_x = \cos \alpha$ and $k = 2\pi/\lambda$. Considering the phase distribution, the forward looking SAR pattern is derived from (3) and (4) as

where $\Delta u = u_x - u_{x0}$, u_{x0} corresponds to system focusing angle α_0 .

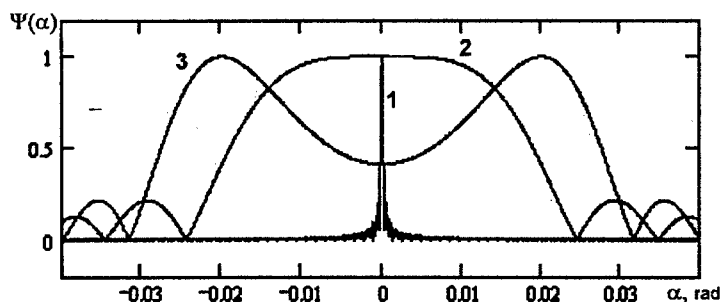


Рис. 5. Диаграмма направленности PCA переднего и бокового обзора: 1 – Ψ_1 , 2 – Ψ_2 при $\alpha_0=0$, 3 – Ψ_2 при $\alpha_0=0,02$ рад

Fig. 5. Directional pattern of forward and side looking SAR: Ψ_1 (1), Ψ_2 at $\alpha_0=0$ (2), Ψ_2 at $\alpha_0=0,02$ rad (3).

На рис. 5 показана диаграмма направленности РСА переднего обзора Ψ_2 при $\alpha_0=0$ и $\alpha_0=0,02$ рад в сравнении с диаграммой направленности РСА бокового обзора Ψ_1 (5) при длине синтезирования 50 м и длине волны 3 см.

Заключение

В работе получены общие выражения для пространственно-временных матриц неопределенности, а также рассмотрены примеры таких матриц для двух видов поляризационных РСА. Полученные результаты позволяют моделировать матрицы неопределенности для различных систем, зондирующих сигналов и матриц обратного рассеяния целей. Это дает возможность оценивать разрешающую способность систем по различным параметрам с учетом поляризационных соотношений между принимаемым и излучаемым сигналами.

Литература

- [1] Фалькович С.Е. Оценка параметров сигнала. - М.: Сов. радио, 1970, 336 с.
- [2] Баклицкий В.К., Юрьев А.Н. Корреляционно-экстремальные методы навигации. - М.: Радио и связь, 1982, 256 с.
- [3] Пурик Д.В., Шарыгин Г.С. Исследование пространственно-временной функции неопределенности для РЛС с синтезированной апертурой // Научная сессия ТУСУР-2004. Сборник научных трудов. - Томск: ТУСУР, 2004, стр. 11-15
- [4] D.M. Nosov. The orthogonal signals useful for simultaneous estimation of the scattering matrix elements of non-stable spatial distributed radar objects. Proc. of Siberian Polarization Workshop SibPol-2002, Tomsk, Russia, October 4, 2002. Tomsk, TUCSR Publ., 2002, pp. 32-42
- [5] G. Sharygin, V. Khlusov, D. Nosov, M. Rovkin, L. Sharygina, A. Surkov. Back-grounding of the necessity and working out the methods of simultaneous estimation of non-stable objects BSM. Intermediate report IS 03021-1, IRCTR-SB, Tomsk, 2003

Figure 5 shows the forward looking SAR pattern Ψ_2 at $\alpha_0=0$ and $\alpha_0=0,02$ rad compared with side looking SAR pattern Ψ_1 (5) at 50 m synthesis length and 3 cm wavelength.

Conclusion

In the paper, general expressions for space-time ambiguity matrices have been derived, and also examples of the matrices have been considered for two polarization SAR systems. The results obtained allow to simulate the ambiguity matrices for different systems, sounding signals and backscattering matrices of radar targets. It permits to estimate resolution of a radar system for different parameters, taking into account polarization relations between radiated and received signals.

References

- [1] Falkovich S.E. Estimation of signal parameters. Moscow, Sov. Radio Publ., 1970, 336 p. (*in Russian*)
- [2] Baklitskij V.K., Yurjev A.N. Correlation extremal navigation methods. Moscow, Sov. Radio Publ., 1982, 256 p. (*in Russian*)
- [3] Purik D.V., Sharygin G.S. Investigation of space-time ambiguity function for SAR case. Proc. of Scientific Session TUCSR-2004. Tomsk, TUCSR Publ., 2004, pp. 11-15 (*in Russian*)

Технические ограничения при реализации алгоритмов обработки сложных сигналов в поляризационных РЛС.

М.Е. Ровкин

IRCTR-SB, TUCSR
Томск, 634050, пр. Ленина 40
E-mail: root@radartech.tomsk.ru

Проанализированы технические ограничения при реализации алгоритмов обработки сложных сигналов в поляризационных РЛС с одновременным измерением всех элементов матрицы обратного рассеяния, связанные с ограничениями современных вычислительных устройств

Поляризационная РЛС кроме обычных РЛ параметров (дальность, доплеровская скорость) должна оценивать поляризационные характеристики матрицы обратного рассеяния (МОР)

Engineering Constraints in Implementation of Compound Signals Processing Algorithms In Polarization Radars

М.Е. Rovkin

IRCTR-SB, TUCSR
Lenin Ave. 40, 634050, Tomsk, Russia
E-mail: rovkin@orts.tomsk.ru

In the paper, technical restrictions caused by atmost abilities of computing devices are analysed under realization of processing algorithms of complex signals in polarization radars with concurrent measurement of all backscattering matrix elements

In addition to usual radar parameters (range, Doppler velocity) polarization radar should estimate polarization parameters of the backscattering matrix (BSM)

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} \dot{s}_{xx} & \dot{s}_{xy} \\ \dot{s}_{yx} & \dot{s}_{yy} \end{bmatrix}, \quad (1)$$

которая описывает полную комплексную отражаемость РЛ объекта и характеризует его поляризационные свойства.

Наиболее перспективным при построении современных поляризационных РЛС, является алгоритм одновременного оценивания всех элементов матрицы обратного рассеяния радиолокационных (РЛ) объектов с использованием векторного сигнала $\dot{\mathbf{u}}_i(t)$, состоящего из компонент, ортогональных по поляризации и между собой [1]

$$\dot{\mathbf{u}}_i(t) = \begin{bmatrix} \dot{U}_{ix}(t) \\ \dot{U}_{iy}(t) \end{bmatrix}. \quad (2)$$

Оценка МОР, определяемая из принимаемого векторного сигнала

$$\dot{\mathbf{u}}_r(t) = \begin{bmatrix} \dot{U}_{rx}(t) \\ \dot{U}_{ry}(t) \end{bmatrix},$$

зависит от вида матрицы неопределенности $\mathbf{X}(\tau, \Omega)$

describing full complex reflectivity of radar object and characterizes its polarization properties.

Algorithm of concurrent measurement of all backscattering matrix elements of radar objects with using vector signal $\dot{\mathbf{u}}_i(t)$, which consists of orthogonally polarized orthogonal components [1], is the most perspective for application in modern polarization radars

The BSM estimate determined by the received vector signal

$$\hat{\mathbf{S}} = \mathbf{J}(\tau, \Omega) = \mathbf{S} \cdot \mathbf{X}(\tau, \Omega), \quad (3)$$

элементами которой являются автокорреляционные и взаимные корреляционные функции комплексных огибающих компонент векторного зондирующего сигнала

$$\chi_{ij}(\tau, \Omega) = \int_{-\infty}^{\infty} \dot{U}_{ii}(t) \dot{U}_{ij}^*(t - \tau) e^{-j\Omega\tau} dt. \quad (4)$$

Для одновременного однозначного оценивания РЛ отклика на плоскости «время-частота» матричная функция неопределенности должна стремиться к матричной дельта-функции

$$\mathbf{X}(\tau, \Omega) \Rightarrow \delta(0, 0) \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} X_{11} & X_{21} \\ X_{21} & X_{22} \end{bmatrix}. \quad (5)$$

Этому требованию удовлетворяют шумоподобные или фазокодомодулированные (ФКМ) сигналы в (2), модулированные квазиортогональными кодовыми последовательностями.

Из-за конечной взаимной ортогональности компонент зондирующего векторного сигнала внедиагональные элементы матрицы $\mathbf{X}(\tau, \Omega)$ становятся ненулевыми ($d \neq 0$)

$$\mathbf{X}(\tau, \Omega) = B(\tau, \Omega) \begin{bmatrix} 1 & d \\ d & 1 \end{bmatrix}. \quad (6)$$

Величина d характеризует конечную ортогональность компонент векторного сигнала. Она определяется классом (типом) сигналов и их базой $B = T \Delta f$ [3]. Для новых РЛС типичным значением ортогональности является $d \leq -40$ дБ. Это достижимо при использовании сигналов с большими базами ($B \gg 1$). Для обеспечения относительной точности -40 дБ приходится использовать сигналы с базой $B \approx 10^5$.

Помимо поляризационных параметров, РЛС должна измерять с достаточным разрешением обычные координаты и скорость. Разрешение по дальности ΔR современных РЛС обычно лежит в пределах 0,5 ÷ 5 м, что требует использовать сложные сигналы, ширина спектра которых $\Delta f \approx 50 \div 500$ МГц. Применительно к ФКМ сигналам это определяет длительность элемента кода $\tau_0 = 2 \div 20$ нс. Длительность зондирующего ФКМ сигнала РЛС τ_s пропорциональна базе сигнала B и длительности элемента кода τ_0 : $\tau_s = B \cdot \tau_0$. Для значений базы сигнала и разрешения по дальности, указанных выше, длительность радиолокационного сигнала составит $\tau_s \approx 200 \div 2000$ мкс.

Большая длительность зондирующих сигналов затрудняет использование таких традиционных методов расширения динамического

which elements are auto- and cross-correlation functions of complex envelopes of the vector sounding signal components

Simultaneous and unambiguous estimate of radar response on the "time-frequency" plane requires the ambiguity matrix to tend to matrix delta function

Noise like or PSK signals in (2) modulated by quasi-orthogonal code sequences satisfy to this requirement.

Because of mutual orthogonality of the sounding signal components, off-diagonal elements in $\mathbf{X}(\tau, \Omega)$ become nonzero ($d \neq 0$)

The value d characterizes finite orthogonality of the components. It is determined by signals class (type) and their so called «base» $B = T \Delta f$ [3]. The typical value is $d \leq -40$ dB for modern radars, when signals with a large base ($B \gg 1$) are used. To provide the relative accuracy -40 dB, it is necessary to use signals with $B \approx 10^5$.

Besides polarization parameters, radar should measure (with sufficient accuracy) coordinates and velocity. The range resolution ΔR of modern radars usually varies from 0,5 to 5 m, that requires to use complex signals with spectrum width $\Delta f \approx 50 \div 500$ MHz. For PSK signals Δf defines duration of element of the code $\tau_0 = 2 \div 20$ ns. In this case, duration of the sounding PSK signal $\tau_s = B \cdot \tau_0$. For parameters mentioned above, the radar signal duration will be equal to $\tau_s \approx 200 \div 2000$ μ s.

The large duration of sounding signals make difficult use of such typical method of dynamic range expansion of the radar

диапазона приемного тракта РЛС, как ВАРУ. Поэтому динамический диапазон приемного тракта, а значит и входящего в него АЦП, должен составлять 70 дБ и более. Типичным является использование в приемном тракте быстродействующих АЦП с разрешением 12 бит и более.

Согласованный прием сложных сигналов с базами $10^4 \div 10^5$ в цифровой форме осуществляется путем параллельного вычисления четырех сверток двух РЛ откликов $\dot{u}_n(t)$, с двумя опорными сигналами $\dot{u}_n(t)$, соответствующими компонентам излученного векторного сигнала, имеющими длительности T_s . Вычисление сверток является ресурсоемкой вычислительной процедурой. Эффективным способом расчета длинных сверток является вычисление циклической свертки с использованием БПФ [4].

ФКМ сигнал с базой B описывается как минимум $L \geq B$ отсчетами. Наиболее длинный РЛ отклик, на котором еще возможна однозначная оценка дальности, содержит $2L$ отсчетов. Для корректного вычисления циклической свертки он должен быть дополнен интервалом, заполненным нулями, включающем, как минимум, L отсчетов. Второй сигнал свертки содержит излученный сигнал, описываемый L отсчетами, и дополнение нулями длиной не менее $3L$ отсчетов. Таким образом, процесс вычисления каждой отдельной свертки сводится к вычислению:

1. комплексного спектра излучаемого сигнала длиной $8B$ отсчетов;
2. комплексного спектра принятого сигнала длиной $8B$ отсчетов;
3. взаимного спектра принятого и опорного сигналов длиной $8B$ отсчетов каждый;
4. временного отклика как обратного преобразования Фурье взаимного спектра.

Первый шаг выполняется однократно при запуске РЛС (или после каждой оперативной смены сигнала), шаги 2-4 выполняются при каждом цикле излучения/приема. Для ФКМ сигнала, модулированного m -последовательностью длиной $L=2^{16}-1=65535$ отсчетов, длина реализаций, по которым с помощью БПФ рассчитывается прямое и обратное преобразования Фурье, составит 512 К точек. Операнды при этом должны быть комплексными.

Из-за высоких требований к динамическому диапазону цифрового приемного тракта, включающего в себя цифровой конвольвер, приходится учитывать влияние потерь точности при вычислениях БПФ. Точность расчета

receiver, as time AGC. Therefore, the dynamic range of the receiver including ADCs should make 70 dB and better. The use of high-speed 12-bit ADCs is typical in the radar receivers.

The matched digital reception of complex signals with bases of order $10^4 \div 10^5$ is carried out by parallel calculations of four convolutions of two radar responses $\dot{u}_n(t)$, with two reference signals $\dot{u}_n(t)$, which correspond to components of the radiated signal with duration T_s . The convolutions are very time-consuming procedures. The calculation of cyclic convolution by FFT method is an effective way of calculation of such convolutions [4].

PSK signal with the base B is described by $L \geq B$ samples at least. The maximum radar signal (when unambiguous range estimation is still possible) consists of $2L$ samples. The correct calculation of cyclic convolution requires for the signal to be added by sequence (L samples at least) filled by zeros. The second convoluted signal is the radiated signal described by L samples and added, at least by $3L$ zero samples. In order to calculate convolution, we need to determine the following

1. complex spectrum of the radiated signal ($8B$ samples);
2. complex spectrum of the received signal ($8B$ samples);
3. cross spectrum of both signals with $8B$ samples;
4. time response as inverse Fourier transform of the cross spectrum.

The first step can be done once, when the radar begins to operate (or after each signal replacement); steps 2 to 4 are carried out during each cycle of radiation/reception. The length of time series, which are used in complex FFT and IFFT, equal to 512K samples for the case of PSK signal modulated by m -sequence ($L=2^{16}-1=65535$).

Strict requirements to dynamic range of the digital receiver and digital convolver demand to consider decreasing accuracy in FFT (IFFT) operations. The accuracy of integer FFT calculations

БПФ на целых числах зависит от разрядности операндов и падает с увеличением размера исходного массива [5]. При таких длинных выборках вычисления придется вести не над целыми числами, а над числами с плавающей точкой, либо использовать 64-битную целочисленную арифметику.

Анализ вычислительных возможностей существующих процессоров показал, что на вычислениях с плавающей точкой сигнальные процессоры сильно (на десятичный порядок) проигрывают процессорам общего назначения (применяемых в персональных компьютерах). Исключение составляют специализированный процессор *PowerFFT*, сравнимый по производительности с процессорами *Opteron* и *Xeon* [6]. Но даже самый мощный современный процессор не способен выполнить вычисления в режиме реального времени.

Рассмотрим особенности функционирования РЛС с полным поляризационным зондированием в режиме реального времени на примере РЛС «COMESA», проектируемой IRCTR (Дельфт, Нидерланды) с участием IRCTR-SB (НИИ РТС ТУСУР). Эта РЛС предназначена для вертикального (наклонного) РЛ зондирования гидро- метео-образований (облаков, дождя и т.д.) на частоте $f_0 = 3300$ МГц. Для заданного разрешения по дальности $\Delta R = 3$ м ширина спектра зондирующего сигнала составит 50 МГц, период дискретизации сигналов по времени составит $t_s = 10$ нс. Из этого следует величина базы сигнала $B = 65535$.

depends on the operands length and decreases with increasing initial file [5]. In such case, we need to operate with floating point numbers, or to use 64-bit integer arithmetics.

Analysis of existing processors has shown that specialized signal processors have much worse characteristics in floating point calculations in comparison with ordinary processors used in PCs. The only exception is specialized processor *PowerFFT* comparable with processors *Opteron* and *Xeon* [6]. But even the most powerful processor is not capable to execute real time calculations for radar system.

Let us consider a radar with full polarization analysis operating in real time by the example of "COMESA" radar designed by IRCTR (Delft, the Netherlands) and IRCTR-SB (RIRS TUCSR). This radar is intended for vertical (slanted) remote sensing of weather objects (clouds, rain, etc.) at $f_0 = 3300$ MHz. For the given range resolution $\Delta R = 3$ m and spectrum width 50 MHz, time sampling t_s equals 10 ns. That corresponds to base $B = 65535$.

Таблица. Время вычисления БПФ массивов комплексных чисел одинарной точности
Table. FFT calculation time of complex number files of single precision

Тип процессора (Processor type)	Время расчета, мс (Calculations time, ms)	
	256 К точек (samples)	512 К точек (samples)
AMD Opteron 2.8 GHz	5,1	10,4
Power FFT 100 MHz	5,426	10,844
Analog Devices TigerShark TS101 250 MHz	1300	1500

Расчет элементарного матричного отклика, содержащего $4B-1$ отсчетов, должен производиться над массивами из $8B = 512$ К отсчетов. Естественно, что 4 элемента матричного отклика, т.е. четыре свертки, могут вычисляться параллельно. Время вычисления одного комплексного спектра по алгоритму БПФ для массива указанной длины приведено в таблице.

Из таблицы видно, что лучший современный процессор способен выполнить расчет

Calculation of elementary matrix response with $4B-1$ samples is used over $8B = 512$ K samples files. It is clear that four matrix elements, i.e. four convolutions, can be calculated in parallel. The FFT calculation time for one complex spectrum of a series with the given length is shown in the Table.

The Table data shows that the best modern processor is capable to perform

за 5 мс, что в 4 раза больше периода излучения. При распараллеливании вычислительного алгоритма оценивания МОР для обеспечения режима реального времени, потребуется более 30 процессоров с наилучшей на нынешний момент производительностью. Естественно, что такой вычислитель реализовать трудно.

Помимо первичной обработки РЛ отклика (согласованной фильтрации) алгоритм формирования матричного РЛ отклика может включать вторичную обработку, например точное доплеровское оценивание. Для сложного сигнала с длительностью $T_s = 140$ мкс ($B = 8191$ и $\tau_0 = 20$ нс) и длины волны $\lambda = 10$ см диапазон однозначно измеряемых доплеровских скоростей V_{Rmax} лежит в диапазоне ± 1250 м/с. Это означает возможность однозначного измерения доплеровской скорости воздушного судна, следующего встречным курсом, с борта другого гражданского судна. Разрешение по доплеровской скорости ΔV_R при этом, естественно, будет небольшим. Достижение большей точности при оценивании радиальной скорости РЛ объектов возможно только при обработке пачки (последовательности) сложных сигналов. Для получения точности оценивания доплеровской скорости $\sigma_{V_R} = 1$ м/с в описанной выше ситуации, необходимо обработать пачку из $K = 1250$ откликов.

Процедура точного доплеровского оценивания производится по пачке принятых и обработанных четырьмя согласованными фильтрами откликов. Если рассматривать временные отклики, сформированные каждым согласованным фильтром на отдельных периодах излучения/приема, как строки матрицы, то ее столбцы будут содержать последовательности комплексных значений одного элемента МОР в нескольких периодах излучения и приема. Рассчитав спектр Фурье таких последовательностей, можно с высокой точностью оценить доплеровский спектр совокупности РЛ объектов, расположенных в отдельном элементе разрешения по дальности.

Заданные технические требования к РЛС «COMESA» на диапазон однозначно измеряемых радиальных скоростей ($V_{Rmax} = \pm 34$ м/с) и разрешение по доплеровской скорости $\sigma_{V_R} = 7$ см/с определили период (длительность) РЛ сигнала $T_s = t_s = 1330$ мкс и длительность пачки 0,67 с. Вторичная доплеровскую фильтрация производится по пачке из 512 откликов. Мощность вычислителя, необходимого для вторичной обработки, зависит от протяженности интересующего нас

calculations for 5 ms that 4 times much than the sounding period. In the case of parallel computing, real time BSM estimation requires more than 30 modern processors with the best efficiency. It is evident that such system is difficult to realize.

The primary processing (matched filtering) can be added by secondary processing, for example, estimation of Doppler velocities. For complex signal with $T_s = 140$ μ s ($B = 8191$ and $\tau_0 = 20$ ns) and wavelengths $\lambda = 10$ cm, the unambiguos Doppler velocity range $V_{Rmax} = \pm 1250$ mps. It allows to unambiguosly measure Doppler velocity of civil aircrafts moving by opposite course. In this case the Doppler resolution will be low. The more accuracy of radial velocity estimates can be achieved only by burst processing of of complex signals. To achieve the accuracy of Doppler velocity of order 1 mps in the situation above, It is neccessary to process a pulse burst of $K = 1250$ signals.

The procedure of exact Doppler estimation is made on a pack of the responses received and processed by four matched filters. If one considers the time responses generated by each matched filter on the separate periods of radiation/reception as lines of a matrix, then its columns will contain sequences of complex values of one element BSM in several periods of radiation and reception. Having calculated Fourier spectrum of such sequences, it is possible to estimate with high accuracy the Doppler spectrum of the radar objects set located in a separate range resolution cells.

The requirements to "COMESA" radar ($V_{Rmax} = \pm 34$ km/s, Doppler velocity resolution $\sigma_{V_R} = 7$ cm/s) have determined the radar signal duration $T_s = t_s = 1330$ μ s and the burst duration of 0,67 s. The secondary Doppler filtering is performed by burst of 512 pulses. The computing power of a processor depends on the range extent, i.e. numbers of needed calculations of exact Doppler spectra. The

участка по дальности, т.е. количества вычислений точных доплеровских спектров. Время для выполнения цикла вторичной обработки существенно больше, чем при согласованном приеме (для «COMESA» — 1300 мс), а длина реализаций при спектральном оценивании невелика (512 отсчетов), поэтому требования к устройству вторичной обработки ниже. В РЛС «COMESA» ее может выполнить один производительный процессор.

При повышении величины базы сложных РЛ сигналов с целью повышения точности оценивания МОР, следует учитывать, что затраты на вычисления растут не линейно, а пропорционально степени динь выборки, большей единицы. Поэтому предпочтительным является использование сигналов с минимально возможной базой, так как производительность всех современных процессоров при вычислении комплексного БПФ существенно и нелинейно снижается с увеличением длины выборки. Область наивысшей вычислительной эффективности процессоров соответствует длине выборки от 128 до 8 К отсчетов [7].

Несмотря на перечисленные трудности моноимпульсное измерение в настоящее время МОР возможно. При этом на данном этапе развития вычислительных средств придется отказаться от непрерывного оценивания в реальном времени и разделить его на две части — регистрацию и обработку. Под регистрацией понимается излучение и последующий прием одного или нескольких РЛ откликов (пачки) с сохранением принятых сигналов в цифровой форме. Обработка производится по завершению регистрации пачки. Ее продолжительность будет зависеть от мощности использованного вычислителя. Для «COMESA» цикл регистрации займет 1,3 секунды, а цикл обработки однопроцессорной ЭВМ на базе *Intel Xeon 2,8 ГГц* будет длиться около 30 секунд. При необходимости время обработки может быть снижено, например, при использовании серийных многопроцессорных ЭВМ. Накопление данных при регистрации пачки производится в ОЗУ вычислителя, объем которого будет иметь вполне приемлемым. Для РЛС «COMESA» он составляет 4 Гбайт.

secondary processing cycle is much longer than matched filtering (1300 ms for "COMESA"), whereas the samples length for spectral estimation is small (512 samples), therefore requirements to the secondary processor are less strict. In "COMESA" radar, only one fast processor is capable to execute it.

It is necessary to take into account, that expenses for calculations grow not linearly, and are proportional to a sample length at increase of size of base complex radar signals with the purpose of increase of the BSM estimation accuracy. Therefore using signals with minimal possible base is preferable, as productivity of all modern processors at complex FFT calculation is essential and non-linearly reduces with increase in length of a sample. The area of the best computing efficiency of processors corresponds to the sample length from 128 up to 8 K points [7].

Despite of the difficulties, mono-pulse BSM measurement is now possible. However, at the given stage it is necessary to divide real time processing into such steps as registration and processing. Registration is understood as radiation and subsequent reception of one or several radar signals (burst) with digitizing the received signals. Processing is made after burst registration. Its duration will depend on computing power of the processor. The registration cycle will be 1,3 sec for the "COMESA" radar, and the operation cycle of single processor PC (Intel Xeon 2.8 GHz) will take about 30 seconds. The processing time can be reduced, for example, by using standard multi-processor PC. The burst data accumulation is made in RAM of the processor. For "COMESA" radar the RAM should be 4 Gb.

Литература

- [1] Khlusov V.A. A Joint Estimation of Coordinates and Polarization Parameters of the Radar Object. Proc. of the International Workshop PIERS'95, 24-28 July 1995, University of Washington, Seattle, USA, 1995

References

- [2] V. Khlusov. Methods for Evaluation of the Full Backscattering Matrix in Active Radar Systems // SIBPOL-2000. Siberian Polarization Workshop. Abstracts. - Tomsk: Research Institute of Radiosystems of the Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics, 2000. P.10-11.
- [3] D. Giuli, M. Fossi, L. Facheris. Radar target scattering matrix measurement through orthogonal signals // IEE Proc. - F, vol. 140, No.4, August 1993
- [4] Гоноровский Н.С. Радиотехнические цепи и сигналы. - М.: Радио и связь, 1982
- [4] Gonorovsky N.S. Radioengineering circuits and signals. Moscow, Radio i Svjaz Publ., 1982 (*in Russian*)
- [5] Л.М. Гольденберг, Б.Д. Матюшкин, М.Н. Поляк. Цифровая обработка сигналов: Справочник. - М.: Радио и связь, 1985
- [5] L.M. Goldenberg, B.D. Matjushkin, M.N. Polyak. Digital signal processing. Handbook. Moscow, Radio i Svjaz Publ., 1985 (*in Russian*)
- [6] Power FFT PCI64 board (<http://www.eonic.com>)
- [7] FFT Benchmark Results (<http://www.fftw.org>)

**Концепция цифрового приемника и
математическое обеспечение
обработки данных в РЛС с полным
поляризационным зондированием**

**М.Е. Ровкин, А.С. Сурков,
Д.М. Носов**

IRCTR-SB, ТУСУР
Томск, 634050, пр. Ленина 40
E-mail: root@radartech.tomsk.ru

Рассмотрены особенности построения приемного тракта РЛС с полным поляризационным зондированием с цифровой обработкой сигнала на промежуточной частоте. Рассмотрены особенности непосредственного выделения квадратур из сигналов промежуточной частоты. Проанализированы ограничения современных вычислителей при согласованном приеме сложных сигналов с большими базами в режиме реального времени

Современные радиолокационные методы требуют линейной обработки принимаемых сигналов в динамическом диапазоне порядка 80-90 дБ. В РЛС дистанционного зондирования нестабильных распределенных объектов с одновременным оцениванием элементов матрицы обратного рассеяния используются сложные сигналы длительностью десятки и сотни мкс с шириной спектра десятки и сотни МГц. Обработка сигналов в таких РЛС являются когерентной, а доплеровская фильтрация используется для разрешения компонент распределенных РЛ объектов. Обеспечение высокой динамики приемного тракта с квадратурной обработкой возможно только, если его сделать практически полностью цифровым.

В последнее время интенсивно развиваются методы демодуляции комплексной огибающей радиочастотного сигнала, который оказались полезными при построении РЛ трактов приема с расширенным динамическим диапазоном. Входным сигналом узла цифровой демодуляции квадратурных компонент является радиочастотный сигнал ПЧ, отфильтрованный полосовым фильтром (А, рис. 1).

Первая стадия, т.е. демультимплексирование, сводится в процедуре, осуществляемой

**Digital Receiver Concept and
Software for Data Processing in
Complete Polarization Analysis
Radar**

**M.E. Rovkin, A.S. Surkov,
D.M. Nosov**

IRCTR-SB, TUCSR
Lenin Ave. 40, 634050, Tomsk, Russia
E-mail: rovkin@orts.tomsk.ru

Design of a radar receiver with full (mono-pulse) polarization sounding and IF digital signal processing is suggested. Features of direct IQ-components demodulation from IF signals are considered. Restrictions of modern processing devices are analysed for the case of matched real-time filtering of complex signals with large bases

Modern radar methods demand the linear processing of received signals within 80-90 dB dynamic range. In radar remote sensing of non-stable distributed objects with using the simultaneous estimation of all elements of the backscattering matrix (BSM), complex signals with duration of tens and hundreds μ s, and tens and hundreds MHz spectrum width are used. The processing of such signals is coherent, and Doppler filtering is used to select components of distributed radar objects. The high dynamics of the receiving channel with IQ-processing is possible only for completely digital channel.

Recently, methods of demodulation of complex envelopes of RF signal which became useful in designing radar receivers with expanded dynamic range have been intensively developed. Input signal for IQ-component digital demodulator is a radio frequency IF signal filtered by band-pass filter (A, Fig. 1).

The first stage (de-multiplexing) is reduced to procedure carried out in the

в простейшем случае над четверкой последовательно взятых отсчетов сигнала S_1, S_2, S_3, S_4 , где $S_i = S^{Z-i-1}$. При этом оценки квадратур вычисляются как $I = S_1 - S_3, Q = S_2 - S_4$. Фактически производится две операции

- разбиение 4 отсчетов на четные и нечетные, т.е. на 2 пары;
- вычитание из первого отсчета каждой пары второго отсчета.

На последнем этапе демодуляции производится низкочастотная фильтрация. При этом подавляются зеркальные компоненты спектра.

simpliest case above four consistently sampled signal samples: S_1, S_2, S_3, S_4 , where $S_i = S^{Z-i-1}$. Thus, the quadrature estimates are calculated as $I = S_1 - S_3, Q = S_2 - S_4$. In fact, two operations are performed

- separation 4 samples into even and odd, i.e. into 2 pairs;
- subtraction the second sample of pairs from the first samples.

At the last stage of demodulation LF filtering is performed, which suppresses mirror components of the spectrum.

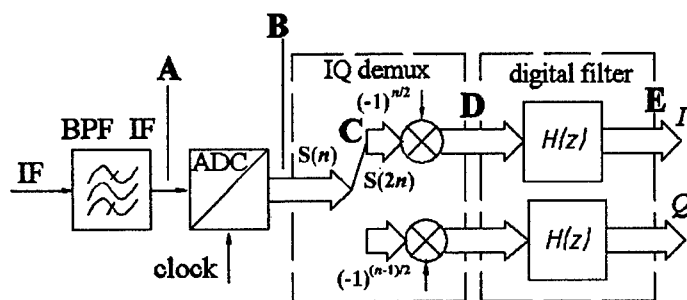


Рис. 1. Цифровой демодулятор квадратурных компонент

Fig. 1. Digital demodulator of quadratures

Нелинейность цифрового демодулятора практически полностью определяется нелинейностью АЦП. Уровень паразитной гармоники, характеризующий нелинейность 3-го порядка, для лучших аналоговых демодуляторов составляет -40 дБ, уровень побочных гармоник современных АЦП составляет -70 дБ и менее. Наличие таких преимуществ привело к появлению в последние 3 года серийных БИС быстродействующих АЦП, оптимизированных для работы по сигналу ПЧ [1, 2], и БИС цифровых фильтров [3], осуществляющих выделение квадратурных компонент из выходного потока данных АЦП [3, 4], квантующего радиочастотный сигнал.

При формировании квадратурных компонент на ПЧ ее значение IF связано с частотой квантования АЦП f_s и полосой входного сигнала ΔF соотношением

$$f_s = 4 IF / (2M - 1), \quad M = 1, 2, 3, \dots, \quad f_s / 2 \leq 2\Delta F$$

Значение несущей ПЧ не обязательно должно быть в 4 раза ниже частоты квантования АЦП. Четыре отсчета должны производиться за нечетное число периодов ПЧ, т.е. 1, 3, 5 и т.д.

Nonlinearity of the digital demodulator is practically fully determined by ADC nonlinearity. The level of parasitic harmonics, describing nonlinearity of 3-rd order, for the best analog demodulators makes -40 dB, the level of spur harmonics for modern ADC makes -70 dB and less. During the last 3 years, such advantages have resulted in serial LIC of high-speed ADC, optimized for work with IF signal [1, 2], and LICs of digital filters [3] which form IQ-components from output ADC data flow [3, 4] quantizing RF signal.

While forming IQ-components at IF, its value IF is connected with ADC sampling frequency f_s and input signal bandwidth ΔF as follows

The IF value is not necessarily be 4 times lower than ADC sampling frequency. Four samples should be made for odd number of IF periods, i.e. 1, 3, 5, etc.

Демодуляция в первой зоне Найквиста невыгодна, т.к. при этом резко возрастают требования к быстродействию (времени преобразования) АЦП. В первой зоне Найквиста частота квантования АЦП должна быть в 4 раза выше несущей, для зоны Найквиста N требуемая частота тактирования АЦП F_{SN} будет ниже, чем для случая первой зоны. Для РЛ сигнала с полосой 50 МГц и несущей 400 МГц, частота тактирования АЦП для 4-ой зоны Найквиста составит 230 МГц.

Указанный способ выделения квадратурных компонент имеет существенный недостаток. Ортогональность сформированных квадратур абсолютна только при равенстве частоты входного сигнала несущей. При введении частотной отстройки происходит рассогласование квадратурного базиса демодулятора относительно частоты входного сигнала. При измерении квадратурных компонент i -ой спектральной компоненты, абсолютная отстройка которой по частоте равна Δf_i относительно несущей f_0 , что ведет к возникновению фазовой ошибки $\Delta\varphi$, величина которых равна $\Delta\varphi = 2\pi\Delta f_i/f_0 = 2\pi\delta_f$ (рис. 2).

Демодуляция в первой зоне Найквиста невыгодна, поскольку такие требования к скорости АЦП (его времени преобразования) резко возрастают. В первой зоне Найквиста частота тактирования АЦП должна быть в 4 раза выше несущей, для N -й зоны требуемая F_{SN} будет меньше, чем для первой. Для РЛ сигнала с полосой 50 МГц и несущей 400 МГц, частота тактирования АЦП для 4-й зоны Найквиста составит 230 МГц.

Данный способ выделения квадратурных компонент имеет существенный недостаток. Ортогональность сформированных квадратур идеальна только при равенстве частоты входного сигнала и несущей. При введении частотной отстройки происходит рассогласование базиса демодулятора относительно частоты входного сигнала. При измерении i -й спектральной компоненты, абсолютная отстройка которой по частоте равна Δf_i , абсолютная частотная отстройка равна Δf_i , что приводит к возникновению фазовой ошибки $\Delta\varphi = 2\pi\Delta f_i/f_0 = 2\pi\delta_f$ (рис. 2).

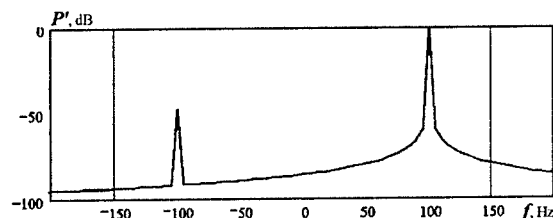


Рис. 2. Спектр сигнала с зеркальным изображением при частотной отстройке 1% (P' - относительная мощность)

Fig. 2. Signal spectrum with mirror image at 1% frequency shifting (P' is relative power)

Наличие фазовой ошибки при квадратурной демодуляции приводит к возникновению зеркальной компоненты в спектре оценок квадратурных компонент, отсутствующей в спектре анализируемого сигнала. Влияние фазовых ошибок хорошо изучено [4]. Относительный уровень зеркальной составляющей спектра L , вызванной фазовой ошибкой $\Delta\varphi$, определяется отношением

$$L = 20 \cdot \lg \left(\left| \frac{1 + e^{j\Delta\varphi}}{1 - e^{j\Delta\varphi}} \right| \right).$$

Отсюда нетрудно найти выражение для допустимой величины частотной отстройки

The phase error results in appearance of mirror component in the spectrum of IQ-component estimates. The influence of phase errors is well investigated in [4]. The relative level of the mirror component caused by the phase error $\Delta\varphi$ is defined by the relation

It is easy to find expression for acceptable frequency offset

$$\delta_{f_i} = \cos^{-1}(1 - 0.5 \cdot 10^{L/20}) / 2\pi.$$

На рис. 3 приведена зависимость максимально допустимой относительной частотной отстройкой от допустимого уровня зеркальной спектральной компоненты.

Figure 3 shows dependence of maximum allowable relative frequency offset versus allowable level of the mirror spectral component.

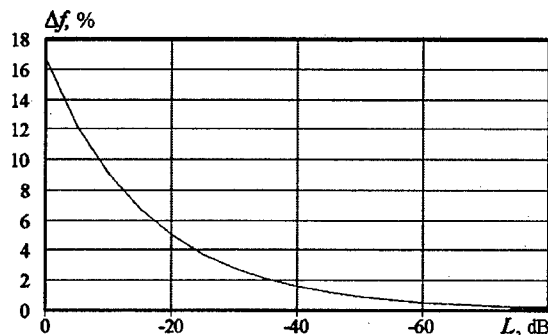


Рис. 3. Максимальная частотная отстройка в зависимости от относительного уровня зеркальной компоненты

Fig. 3. Maximum frequency shifting versus relative level of image frequency

Чтобы относительный уровень зеркальной компоненты не превышал -60 дБ, необходимо обеспечить частотную отстройку не более 0,5% от несущей. Следует отметить, что указанная ошибка возникает при изменении мгновенной частоты анализируемого сигнала. Высокие требования к разрешению по дальности, предъявляемые к современным РЛС, в том числе и поляриметрическим, определяют широкие полосы используемых в них сигналов — от 50 до 500 МГц. Поэтому цифровой метод выделения квадратурных компонент малоприменим для использования в приемных трактах РЛС с широкополосными сигналами ЛЧМ. Для выделения квадратурных компонент широкополосного сигнала ЛЧМ в цифровом тракте следует использовать широкополосный ВЧ фазовращатель. Влияние частотной отстройки, вызванной доплеровским сдвигом спектра отраженного сигнала, невелико. Например, доплеровский сдвиг РЛ отражателя со скоростью 3М не превышает десятков кГц для сантиметровых диапазонов.

Рассмотрим цифровой приемник поляриметрической РЛС с одновременным измерением МОР на примере приемного тракта РЛС «COMESA», которая создается в IRCTR TUDelft (Дельфт, Голландия) при активном участии IRSTR-SB (НИИ РТС ТУСУР, Томск). На рис. 4 показана структурная схема цифрового приемника.

The frequency offset less than 0.5% should be realized in order to obtain the relative level -60 dB of the mirror component. The given error arises under changing instant frequency of the analyzed signal. High requirements to range resolution in modern radars, including polarimetric systems, determine wide spectrum (50 to 500 MHz) of the signals. Therefore, the digital method of IQ-components demodulation can not be used in radar receivers with UWB FM-CW signals. It is necessary to use broadband HF phase shifter for IQ-component demodulation of broadband FM-CW signal in a digital receiver. The frequency offset influence caused by Doppler shift of the reflected signal spectrum is insignificant. So, the Doppler shift of a radar reflector with 3M velocity does not exceed tens kHz for X-band.

Let us consider digital receiver of the "COMESA" radar which is under construction in IRCTR (TUDelft, the Netherlands) with active participation of IRSTR-SB and RIRS TUCSR. Block diagram of the receiver is shown in Fig. 4.

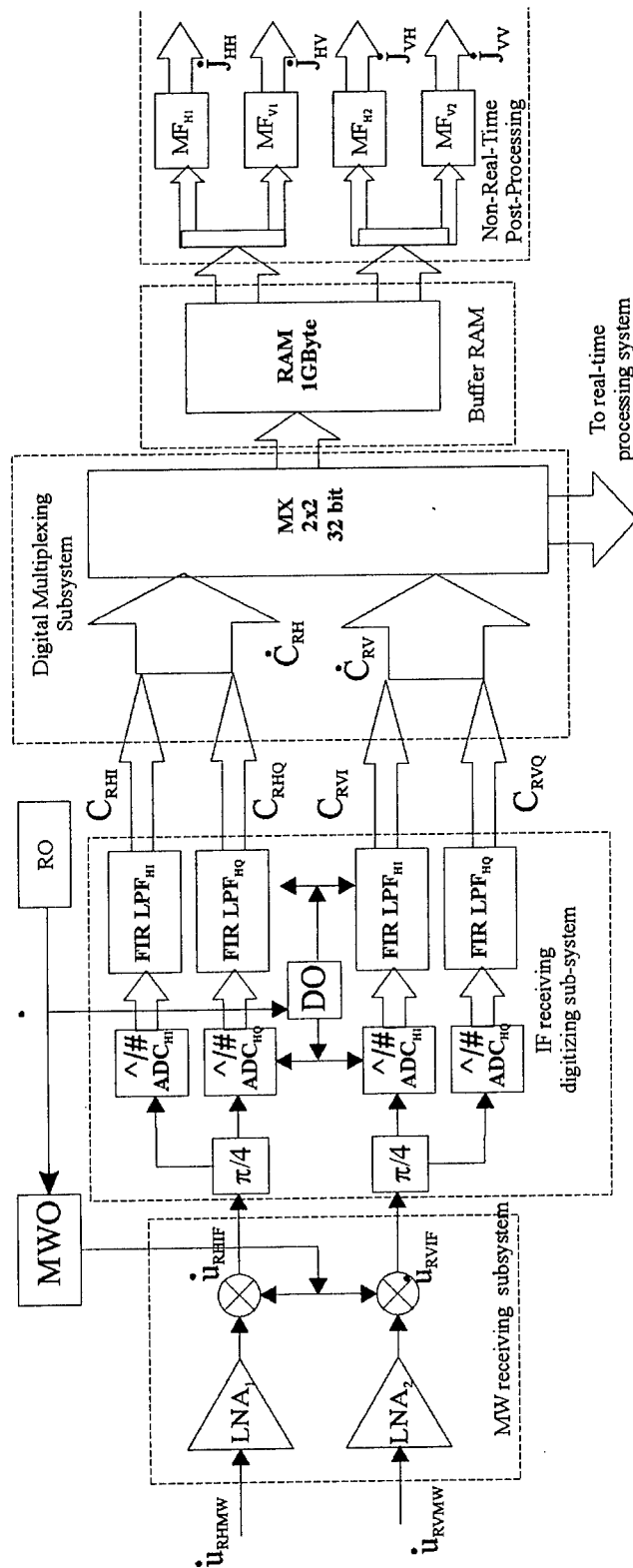


Рис. 4. Структурная схема цифрового тракта приема ЛЧМ сигнала РЛС "COMESA"
Fig. 4. Block diagram of digital receiving channel of LFM signal in "COMESA" radar

- Особенностями этого приемника являются:
- прямая цифровая демодуляция квадратурных компонент;
 - разделение процедур регистрации и обработки векторного РЛ отклика;
 - возможность работы по различным классам сигналов;
 - реализация обработки в реальном времени при работе с ЛЧМ сигналами.

В РЛС предусматривается возможность использования практически любых зондирующих сигналов, ширина спектра которых не превышает 50 МГц с базой до 2^{17} .

Несмотря на принципиальные недостатки, вызванные невозможностью однозначного оценивания дальности и доплеровской скорости, одной из полезных особенностей ЛЧМ сигналов является возможность организации их согласованного приема в режиме реального времени. Она заключается в выделении сигналов биений между излученным и принятым ЛЧМ сигналом и его последующего спектрального анализа. Рассчитанный спектр сигнала биений представляет собой оценку РЛ отклика на одном периоде излучения. Такая схема использовалась в приемных трактах РЛС «DARR» и «TARA», созданных в IRCTR в 90-е годы и предназначенных для вертикального зондирования облаков и осадков. Ошибки координат, возникающие при зондировании вертикальных слоев, из-за малых радиальных скоростей элементарных отражателей, образующих эти слои, относительно невелики и не являются принципиальными в данных прикладных задачах. На рис. 5 приведена схема вычислителя реального времени, формирующего первичные РЛ отклики, соответствующие четырем элементам МОР.

Процедура фильтрации сигналов биений выполняет функцию селекции по дальности и позволяет снизить полосу сигналов, анализируемых Фурье-процессорами до величин, позволяющих обрабатывать их существующими средствами. Такое решение является приемлемым компромиссом, потому, что для решения прикладных задач дистанционного зондирования не требуется анализировать весь диапазон дальностей. Например, для зондирования облаков и осадков поляриметрической РЛС, расположенной на поверхности Земли, достаточным является диапазон дальностей 0÷6 км, что позволяет снизить полосу анализируемого сигнала биений с 50 до 1,6 МГц и реализовать непрерывную обработку в режиме реального времени.

Its features are the following

- direct digital demodulation of IQ components;
- separation of registration and processing of the vector radar signal;
- possibility to work with various signals classes;
- realization of real time FM-CW signals processing.

The radar provides a possibility to use any sounding signals, which spectrum width does not exceed 50 MHz and base is less 2^{17} .

In spite of basic drawbacks caused by impossibility of unambiguous estimation of range and Doppler velocity, one of the useful features of FM-CW signals is the opportunity to organize their real time matched filtering. It consists of receiving of beat signals between the radiated and received FM-CW signals and its subsequent spectral analysis. The calculated spectrum of the beat signal represents the estimate of radar response within one period of radiation. Such technique was used in "DARR" and "TARA" radars designed in IRCTR in the nineties and intended for vertical sounding of clouds and rains. The coordinate estimation errors arising while sounding vertical layers are rather small and do not lead essential problems because of small radial velocities of elementary reflectors consisting these layers. Figure 5 shows processing unit for real time forming the initial radar responses, corresponding to four BSM elements.

The filtering procedure of beat signals carries out range selection and allows to decrease bandwidth of signals analyzed by Fourier-processors. Such design is a comprehensible compromise, since applied problems of radar remote sensing do not require to analyze all possible range. For example, range from 0 to 6 km is sufficient for sounding of clouds and rains by ground-based polarization radar, that allows to decrease the spectrum width of the analyzed beat signal from 50 MHz to 1.6 MHz and realize continuous real time processing.

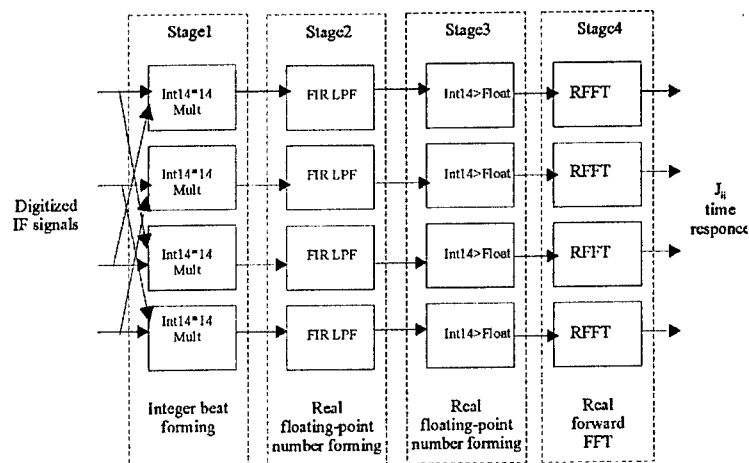


Рис. 5. Обработка ЛЧМ сигналов в цифровом тракте поляризационной РЛС с одновременным измерением МОР

Fig. 5. LFM-signals processing in the digital receiver channel of polarization radar with simultaneous measurement of BSM's elements

Узлы ступеней цифрового формирования сигналов биений, их фильтрации и перевода в формат с плавающей точкой (1-3, рис. 5) могут быть спроектированы и запрограммированы в пространстве вентилей современных ПЛМ. Расчеты показывают, что вычислитель реального времени, способный осуществлять обработку сигналов при приеме ЛЧМ сигналов, вполне реализуем на серийной, хотя и 4-процессорной ЭВМ. Точное доплеровское оценивание обеспечивается одним процессором класса Pentium-4 3 ГГц.

The units of digital formation of the beat signals, their filtering and translation to floating point data (1 - 3, Fig. 5) can be designed and programmed with using gates of modern FPGA. The calculations show that real time computing device, capable to process FM-CW signals, can be realize on standar, though also 4-processor, PC. Exact Doppler estimation is provided with one processor system Pentium 4 (3 GHz).

Литература

References

- [1] 12-Bit 400 MSPS A/D Converter AD12400 Datasheet. 2004. <http://www.adi.com>
- [2] 12-Bit 500MSPS A/D Converter AD12500 Preliminary Datasheet. 2003 (<http://www.adi.com>)
- [3] Wideband Quad Digital Down-Converter/Up-Converter GC5016 Datasheet (<http://www.ti.com>)
- [4] Richard J. Doviak, Dusan S. Zrnic, "Doppler Radar and Weather Observation", Academic Press, Harcourt Brace Jovanovich, Publishers, 1984

Некогерентная поляризационная РЛС для измерения матрицы рассеяния цели

**М.В. Головачев, Н.Ю. Калугин,
А.В. Кочетов**

ОАО «НПП «Радар-ММС», Санкт-Петербург
E-mail: radar@radar-mms.com

Приведены структурная схема и характеристики некогерентной поляризационной РЛС 3-см диапазона для измерения матрицы рассеяния цели косвенным методом. РЛС использует для излучения и приема радиолокационных сигналов три поляризационных базиса: круговой поляризационный базис, линейный поляризационный базис вертикальной и горизонтальной поляризации излучаемого и принимаемого сигналов, а также линейный поляризационный базис сигналов, излучаемых и принимаемых под углом $\pm 45^\circ$. Переключение поляризации излучаемого сигнала производится последовательно во времени. Прием сигналов, отраженных целью, производится параллельно, не менее чем по 4-м каналам приема поляризационных компонент отраженного сигнала.

Для измерения характеристик рассеяния целей в виде поляризационной матрицы рассеяния в некогерентных РЛС используется косвенный метод измерения параметров матрицы рассеяния цели, заключающийся в последовательном измерении относительного уровня мощности отраженной электромагнитной (ЭМ) волны на разных видах поляризации излучаемых и принимаемых РЛС ЭМ волн.

Структурная схема некогерентной поляризационной РЛС приведена на рис. 1.

РЛС последовательно во времени излучает зондирующие сигналы 6 видов поляризации электромагнитной волны: круговая поляризация левого/правого вращения; линейная вертикальная/горизонтальная поляризация и линейная поляризация с углом наклона $+45/-45^\circ$. Прием сигналов, отраженных целью, производится параллельно по 6 каналам приема поляризационных компонент отраженного сигнала: круговая поляризация левого/правого

Noncoherent Polarization Radar Intended for Measurement of Scattering Matrix

**M.V. Golovachev, N.Ju. Kalugin,
A.V. Kochetov**

PC «SPE Radar-MMS», St. Petersburg
E-mail: radar@radar-mms.com

In the paper, block diagram and performance of X-band non-coherent polarimetric radar used for indirect measurements of radar objects backscattering matrix are presented. The radar uses the following polarization bases for radiation and reception of signals – circular, linear (vertical and horizontal polarizations), and $\pm 45^\circ$ rotated linear polarization basis. Polarization switching of radiated and received signals is performed in pulse-to-pulse mode. The reception of signals reflected by radar objects is carried out in parallel, at least in 4 receiving channels of the polarization components.

For measurements of the scattering characteristics of radar targets as polarization scattering matrix (SM), non-coherent radars use indirect methods of the SM parameters measurements. One of the methods consists in consecutive measuring of relative power level of the reflected EM wave for different polarizations of transmitted and received signals.

Block diagram of the non-coherent polarimetric radar is shown in Fig. 1.

The radar transmits a series of signals with six polarization states: left- and right-handed circular polarizations; linear vertical and horizontal polarizations and linear polarizations rotated at $+45$ and -45° . The reflected signals are received in parallel by six channels for reception of such components as left- and right-handed circularly polarized, linearly (VH) polarized and components with

вращения; линейная вертикальная/горизонтальная поляризация и линейная поляризация с углом наклона $+45^\circ/-45^\circ$. Сравнение относительного уровня мощности отраженной электромагнитной волны на разных видах поляризации производится по калибровочному сигналу измерительного генератора, подключенного к входу многоканального приемника. По сигналу измерительного генератора производится также сравнение относительного уровня мощности сигналов, рассеянных исследуемой целью и эталонным отражателем. В качестве эталонного отражателя использовались трехгранные уголкового отражатели с известным значением ЭПР.

rotated ($\pm 45^\circ$) linear polarizations. Comparison of the relative power of the reflected EM waves with different polarizations is performed by calibration signal of the test oscillator connected to the multi-channel receiver input. The test oscillator signal is also used for comparison of the relative power of signals scattered by object under investigation and a reference reflector. Trihedrals with known RCS were used as the reference reflector.

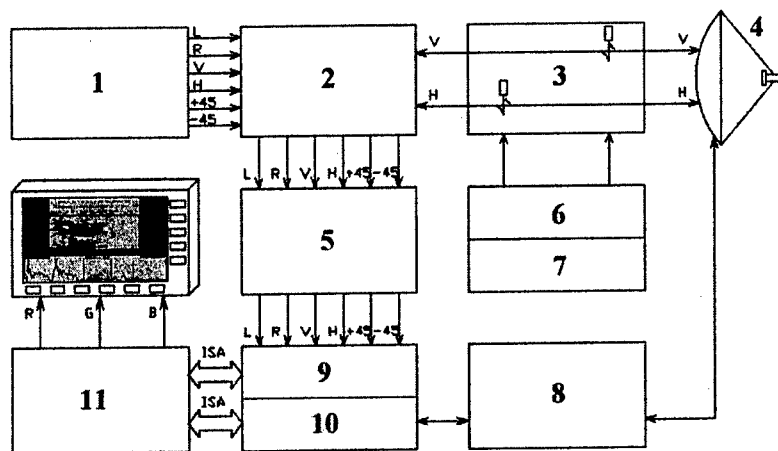


Рис. 1. Структурная схема поляризационной РЛС «Орт-М»: 1 – передатчик, 2 – антенно-фидерный тракт, 3 – направленный ответвитель, 4 – антенна, 5 – приемник, 6 – волноводный коммутатор, 7 – генератор сигналов Г4-56, 8 – привод антенны, 9 – плата АЦП 6 каналов, 10 – плата управления приводом антенны, 11 – дисплей, ПЭВМ IBM /PC

Fig. 1. Block diagram of the polarization radar «Ort-M»: transmitter (1), antenna feeding channel (2), directional coupler (3), antenna (4), receiver (5), waveguide commutator (6), signals generator G4-56 (7), antenna drive mechanism, 6-channel ADC board (9), antenna drive control board (10), display, IBM/PC (11)

На рис. 2 приведена фотография антенно-волноводного тракта поляризационной РЛС, а на рис. 3 – внешний вид поляризационной РЛС, смонтированной на автомобиле ЗИЛ-131.

Регистрация отраженных сигналов, запись калибровочных характеристик приемного тракта и управление сканированием антенны РЛС производится на ПЭВМ IBM/PC. На дисплей ПЭВМ выводится информация о радиолокационной обстановке исследуемой местности и расположенных на ней эталонных отража-

Figure 2 shows view of the polarimetric radar's antenna waveguide channel. Figure 3 shows view of the radar installed on a ZIL-131 truck.

Registration of the reflected signals, recording of calibration characteristics of the receiving channel and antenna radar scanning control are made in IBM PC. The computer display shows radar scene and the reference reflectors. Typical RGB scheme was used for radar imaging of

телях и интересующих объектах. Радиолокационное изображение на экране дисплея ПЭВМ выводится в цветовом треугольнике RGB, на который спроецированы кросс-поляризационные компоненты отраженных сигналов. Производится расчет инвариантов матрицы рассеяния цели интересующих на местности объектов и формируется архив измерений параметров объектов.

the cross-polarized components of the reflected signals. During the measurements, backscattering matrix invariants of radar targets against background are determined and stored in radar data base.

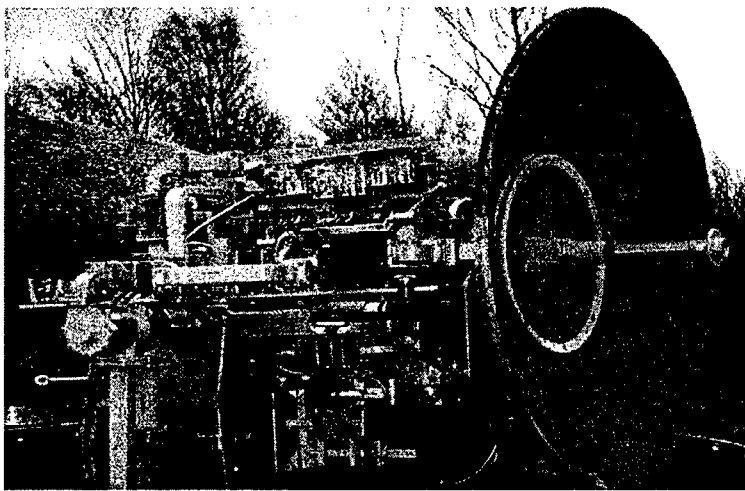


Рис. 2. Антенно-волноводный тракт поляризационной РЛС

Fig. 2. Antenna waveguide channel of the polarization radar

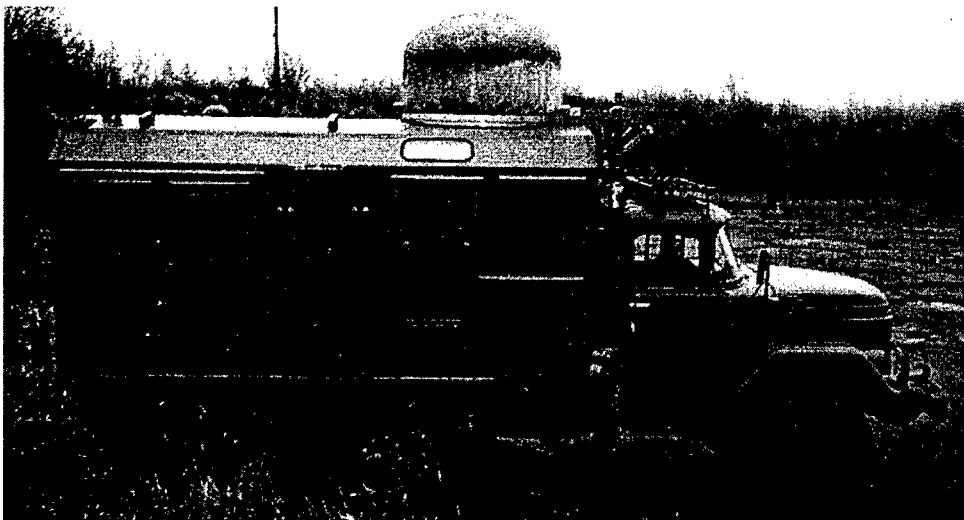


Рис. 3. Внешний вид поляризационной РЛС «Орт-М»

Fig. 3. Outward of the polarization radar «Ort-M»

Отображение РЛ информации на экране цветного дисплея поляризационного радиолокатора

**М.В. Головачев, Н.Ю. Калугин,
А.В. Кочетов**

ОАО «НПП «Радар-ММС», Санкт-Петербург
E-mail: radar@radar-mms.com

Предложен метод отображения радиолокационной информации на экране цветного дисплея поляризационного радиолокатора, основанный на использовании кросс-поляризационных компонент излучаемого и принимаемого сигналов радиолокатора. Для отображения на экране дисплея выбраны три кросс-поляризационные компоненты: кругового поляризационного базиса, линейного поляризационного базиса вертикальной и горизонтальной поляризаций излучаемого и принимаемого сигналов, а также линейного поляризационного базиса сигналов, излучаемых и принимаемых под углом $\pm 45^\circ$

При использовании в радиолокации поляризационно-разнесенных сигналов наиболее актуальна задача отображения радиолокационной (РЛ) информации на экране дисплея поляризационной РЛС.

Известны традиционные способы отображения радиолокационной информации на экране дисплея в РЛС, которые используют один из видов поляризации зондирующего сигнала на излучение или прием, например, линейный поляризационный базис (вертикальная поляризация на излучение и прием), круговой поляризационный базис (круговая поляризация левого (правого) вращения зондирующего сигнала на излучение и круговая поляризация правого (левого) вращения зондирующего сигнала на прием) и др. Информация о РЛ обстановке вокруг такой РЛС выводится, как правило, на экране монохромного дисплея белого или зеленого свечения, цвет которого выбирается из эргономических требований для работающего с ним оператора.

Известно также использование для отображения цветного дисплея, на котором информация о РЛ обстановке выводится либо в монохромном виде, когда интенсивность

Radar Data Imaging on Color Display of Polarization Radar

**M.V. Golovachev, N.Ju. Kalugin,
A.V. Kochetov**

PC «SPE Radar-MMS», St. Petersburg
E-mail: radar@radar-mms.com

A method for radar data imaging on color display of a polarization radar, based on using the cross-polarized components of transmitted and received radar signals, is suggested. Such cross-polarized components as circularly polarized, linearly polarized in VH-basis, and linearly polarized components at $\pm 45^\circ$ were chosen for imaging on the radar display

The problem of radar data imaging on color display of a radar is the most actual for the case of polarimetric radars.

Ordinary ways of radar data imaging on a radar display, when only one polarization state is used for radiation and reception of signals, are well known. For example, linear polarization basis (when vertically polarized signal is transmitted and received and circular polarization basis (when left-handed circularly polarized signal is radiated, and right-handed circularly polarized signal is received) are widely used. The information on radar scene in such radar system is displayed, as a rule, on monochrome (white or green) screens. This luminescence color satisfies ergonomic requirements for radar controller.

It is known also the method for using color display for presentation of radar data, when the data is displayed as monochrome images with intensity

свечения пропорциональна амплитуде принимаемых РЛС сигналов, либо в псевдоцветовом отображении, при котором амплитуде принимаемых РЛС сигналов сопоставляется таблица цветов. Информация о РЛ обстановке на экране такого дисплея может отображаться в виде спокойного зеленого цвета для наименьшей интенсивности принимаемых сигналов или ярко-красного цвета для максимальной интенсивности принимаемых сигналов.

С другой стороны при разработке поляризационной РЛС может возникнуть необходимость отображения на экране дисплея существенно большего объема информации о характеристиках сигналов принимаемых в РЛС. С этой целью предлагается метод отображения РЛ информации на экране цветного дисплея поляризационного радиолокатора, основанный на использовании кросс-поляризационных компонент излучаемого и принимаемого сигналов радиолокатора.

Для отображения на экране дисплея выбраны три кросс-поляризационные компоненты: кругового поляризационного базиса, линейного поляризационного базиса вертикальной и горизонтальной поляризаций излучаемого и принимаемого сигналов, а также линейного поляризационного базиса сигналов, излучаемых и принимаемых под углом $\pm 45^\circ$.

Каждый из кросс-поляризационных компонент подводится к своему каналу RGB дисплея поляризационного радиолокатора. В канал луча *Green* вводится кросс-поляризационная компонента кругового поляризационного базиса, в канал луча *Red* вводится кросс-поляризационная компонента поляризационного базиса вертикальной и горизонтальной поляризаций и, соответственно, в канал луча *Blue* вводится кросс-поляризационная компонента линейного поляризационного базиса сигналов, излучаемых и принимаемых под углом $\pm 45^\circ$ (см. рисунок).

Амплитуда сигналов кросс-поляризационных компонент, подводимых к дисплею пропорциональна мощности сигналов, рассеиваемых целью при облучении ее ЭМ волной соответствующего поляризационного базиса. Можно показать, что сумма мощностей кросс-поляризационных компонент сигналов, рассеиваемых целью, выбранных для отображения на цветном дисплее поляризационного радиолокатора, равна следу энергетической матрицы рассеяния цели P_0 . Таким образом, на экране дисплея поляризационного радиолокатора отобра-

proportional to amplitude of the received signals, or pseudo-color images with the prescribed correspondence between the signals amplitude and table of colors. For example, soft green color may be used for the received radar signals with minimum intensity, whereas bright red color may represent signals with high intensity.

On the other hand, development of a polarimetric radar may require to display much more data on characteristics of the received signals. With this purpose, we suggest a method of radar data imaging on color display of polarization radar, based on using cross-polarized components of the transmitted and received radar signals.

Such cross-polarized components as circularly polarized, linearly polarized in VH-basis, and linearly polarized components at $\pm 45^\circ$ were chosen for imaging on the radar display.

Each of the cross-polarized components is applied to corresponding RGB-channel of the display. *Green*-, *Red*- and *Blue*-channel are connected with circularly cross-polarized component, VH-basis cross-polarized linear component, and $\pm 45^\circ$ rotated cross-polarized linear component, correspondingly (Fig. 1).

The amplitude of cross-polarized components applied to RGB-channel of a radar display is proportional to power of the signals scattered by radar objects while radiating the corresponding polarization of electromagnetic wave. It is possible to show that sum of powers of the scattered cross-polarized components equals to spur of power backscattering matrix P_0 . Thus, display of the polarization radar presents data on characteristics of radar objects decomposed

жается вся информация о характеристиках цели, разложенная по составляющим цветового треугольника RGB.

into color components in correspondence with the RGB scheme.

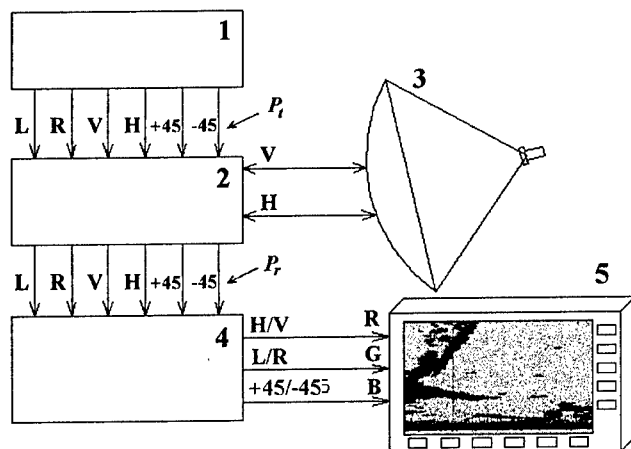


Рис. Структурная схема поляризационной РЛС: 1 – передатчик, 2 – антенно-фидерный тракт, 3 – антенна, 4 – приемник, 5 – дисплей

Fig. Block diagram of the polarization radar: transmitter (1), antenna feeding channel (2), antenna (3), receiver (4), display (5)

Выбранные для отображения цветовые составляющие отраженного сигнала поляризационного радиолокатора позволяют оператору РЛС произвести предварительную идентификацию цели на экране дисплея в соответствии с ее характеристиками рассеяния. В частности, *зеленым* цветом отображаются все цели, характеризующиеся нечетным количеством переотражений падающей ЭМВ, например, отражатели типа *сфера, плоскость, трехгранные уголкового отражатели* и др. Синим цветом отображаются цели, характеризующиеся четным количеством переотражений падающей ЭМВ, например *двугранные уголкового отражатели*, расположенные горизонтально по отношению к антенне РЛС. Красным цветом отображаются цели, также характеризующиеся четным количеством переотражений (*двугранные уголкового отражатели*), но расположенные под углом 45° по отношению к антенне РЛС. Отметки от цели, появляющиеся на экране дисплея в различных цветовых комбинациях позволяют сделать вывод о сложном характере цели, наблюдаемой оператором.

Поскольку существует взаимосвязь между инвариантами матрицы рассеяния цели и

The chosen color scheme for output of the reflected signal components allows to radar controller to preliminary identify a radar target on the display by its scattering characteristics. In particular, *green* color displays all targets with odd reflections number of the incident EM wave (for example, *sphere, plane, trihedral reflectors*, etc.). *Blue* color displays targets, which are characterized by even number of reflections (*dihedral reflectors* located in the horizontal plane relatively the radar antenna). *Red* color displays dihedral type targets rotated at 45° relatively the radar antenna. Radar blips appearing on the display in various color combinations allow to draw a conclusion on complex character of the objects observed by radar controller.

Because of interrelation between polarization invariants of the backscattering

сигналами, подводимыми на цветной дисплей, оператор может произвести фильтрацию наблюдаемого изображения местности в соответствии с заданными параметрами матрицы рассеяния и выделить интересующие участки радиолокационного изображения.

matrice and output signals on the color display, radar controller can make a visual filtering of the observed locality images in accordance with the given parameters of the backscattering matrix and selecting the radar image zones of interest.

Внешняя калибровка радиолокационных поляриметров с применением невзаимных искусственных отражателей

А.М. Суханюк (ст.), Е.Л. Шошин

Сургутский государственный университет
E-mail: ssuhanuk7@mail.ru,
shoshin6@mail.ru

В работе представлен ряд искусственных радиолокационных отражателей, обладающих несимметричными матрицами обратного рассеяния

Введение

При измерениях характеристик рассеяния различных объектов, предварительно проводят калибровку радиолокационной (РЛ) аппаратуры [1]. При этом используют такие эталонные отражатели как металлическая сфера, конус, цилиндр, а также угловые отражатели, вычислить эффективную поверхность рассеяния (ЭПР), которых относительно просто. Представляет интерес создание аналогичных эталонных радиолокационных отражателей (РО), обладающих, в общем случае, произвольной несимметричной матрицей обратного рассеяния (МОР), имитирующих реальные объекты с невзаимными свойствами. В работе [2] вводится параметр ξ , называемый коэффициентом невзаимности (КН), который позволяет производить классификацию сред и объектов на взаимные среды ($|\xi|^2=0$), абсолютно невзаимные среды ($|\xi|^2=1$), частично невзаимные среды ($0<|\xi|^2<1$).

Радиолокационный отражатель на основе ферритового вентилля

На рис. 1 изображена конструкция РО, в состав которого входит конический переизлучающий рупор «1», конструктивно объединенный с волноводным устройством разделения электромагнитной волны на линейные ортогонально поляризованные компоненты.

Extenal Calibration of Radar Polarimeters with Using Nonreciprocal Artificial Reflectors

A.M. Sukhanjuk Sr., E.L. Shoshin

Surgut State University
E-mail: ssuhanuk7@mail.ru,
shoshin6@mail.ru

A series of artificial radar reflectors having asymmetrical backscattering matrices are presented in the paper

Introduction

The measurements of scattering characteristics of various objects includes preliminary calibration of radar equipment [1]. For this purpose, such reference reflectors as metal sphere, cone, cylinder and also corner reflectors are used, which radar cross-section (RCS) is a rather simple to calculate. Construction of the similar reference radar reflectors (RR), which would have in general the asymmetrical arbitrary backscattering matrix (BSM) and simulate real objects with nonreciprocal properties, is of most interest. In [2], so called non-reciprocity coefficient (NC) ξ is introduced, which allows to classify different media and objects into reciprocal with $|\xi|^2=0$, absolutely nonreciprocal ($|\xi|^2=1$), and partly nonreciprocal ($0<|\xi|^2<1$).

Radar reflector based on ferrite isolator

The radar reflector design is shown in Figure 1. It has conical re-radiating horn «1» which is mechanically united with waveguide electromagnetic wave splitter into linear orthogonally polarized components.

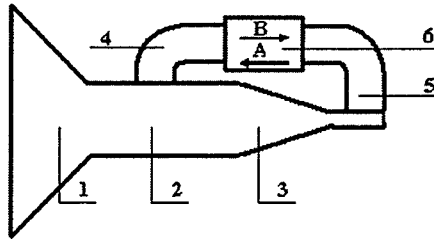


Рис. 1. Радиолокационный отражатель на основе ферритового вентилья

Fig. 1. Radar reflector based on ferrite isolator

Данное устройство представляет собой отрезок круглого волновода «2» с двумя встроенными волноводами прямоугольного сечения «4» и «5». При этом прямоугольный волновод «5» предназначен для выделения горизонтальной линейной компоненты электромагнитной (ЭМ) волны и объединяется с волноводом круглого сечения «2» с помощью секции «3» плавного перехода с круглого на прямоугольный волновод. Волновод «4» предназначен для выделения вертикальной линейной компоненты ЭМ волны и соединяется с волноводом «5» с помощью прямоугольного волноводного тракта (со скруткой на 90°), в состав которого включен ферритовый резонансный вентиль «6».

The device consists of a section of circular waveguide «2» with two built-in rectangular waveguide «4» and «5» sections. The waveguide section «5» is intended for selecting the horizontal component of the electromagnetic (EM) wave and is joint with the round waveguide «2» by waveguide round-to-rectangular adapter «3». The waveguide «4» serves for selecting the vertical component of the EM wave and is joint to waveguide section «5» by rectangular waveguide (with 90° twist) including the ferrite resonance isolator «6».

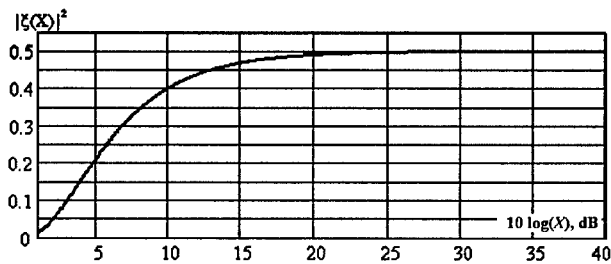


Рис. 2. Зависимость $|\xi|^2$ от X

Fig. 2. $|\xi|^2$ dependence versus X

Согласно [3] МОР отражателя можно определить следующим образом

According to [3], the reflector's BSM is written in the form

$$S_1 = \begin{bmatrix} 0 & A \\ B & 0 \end{bmatrix}. \quad (1)$$

Как следует из (1), МОР имеет несимметричный вид ($A \neq B$), а коэффициент невязности РО определяется коэффициентами затухания волн в прямом (A) и обратном (B) направлении ферритового вентилья (здесь $X=B/A$)

It follows from (1) that the BSM is asymmetrical ($A \neq B$), and NC of the reflector is defined by wave attenuation factors in direct (A) and opposite (B) directions of the ferrite isolator (here $X=B/A$)

$$|\xi|^2 = \frac{X^2 - 2X + 1}{2 \cdot (X^2 + 1)}. \quad (2)$$

На рис. 2 приведена зависимость $|\xi(X)|^2$ (отношение X выражено в дБ), из которой следует, что с помощью описанного отражателя можно имитировать широкий класс целей для которых $|\xi|^2 \neq 0$. При $B/A \geq 30$ дБ, $|\xi|^2 \rightarrow 0,5$ (т. е. РО обладает частично невязимными свойствами).

Следует заметить, что аналогичными поляризационными свойствами может обладать РО отличающийся от рассмотренного тем, что вместо вентиля используется ферритовый Y-циркулятор одно из плеч которого подсоединено к согласованной нагрузке [3].

Радиолокационный отражатель на основе фазовращателя

Недостатком в работе конструкций РО на основе ферритового вентиля и Y-циркулятора является поглощение обратной ЭМВ. Вследствие этого не вся энергия принятой конической антенной волны будет переизлучена отражателем, а значит нельзя реализовать объект с $|\xi|^2 = 1$. На рис. 3 изображен РО лишенный указанного выше недостатка, в состав которого введен ферритовый фазовращатель «9».

Figure 2 shows $|\xi(X)|^2$ dependence (X in dB) confirming that the reflector can be used for simulation of radar objects for which $|\xi|^2 \neq 0$. If $B/A \geq 30$ dB, then $|\xi|^2 \rightarrow 0,5$ (i.e. the reflector has partly non-reciprocal properties).

It should be noted that RR, differing from above by the use of ferrite Y-circulator (with an arm connected to matched load [3]) instead of the ferrite isolator, can possess the similar polarization properties.

Radar reflector based on phase shifter

The drawback of RR designs based on the ferrite isolator and Y-circulator is absorption of the backward wave. Because of this not all energy, which is received by the conical antenna, will be reradiated by the reflector. Therefore, it is impossible to realize object with $|\xi|^2 = 1$. Figure 3 shows reflector with added ferrite phase shifter «9» without the drawback.

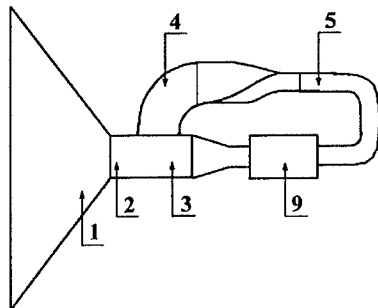


Рис. 3. Радиолокационный отражатель на основе фазовращателя

Fig. 3. Radar reflector based on phase shifter

Введение ферритового фазовращателя в СВЧ тракт, связывающий волноводы «4» и «5», вносит дополнительную фазовую задержку ϕ_1 для обратной волны и задержку ϕ_2 для прямой волны. При этом ЭМВ проходят волноводный тракт РО в обоих направлениях практически без затухания с последующим переизлучением рупорной антенной. Согласно [3] МОР отражателя определится как

$$S_2 = \begin{bmatrix} 0 & e^{-j\phi_1} \\ e^{-j\phi_2} & 0 \end{bmatrix}. \quad (3)$$

Из (3) видно, что данный отражатель, также как и рассмотренное ранее устройство,

Insertion of the ferrite phase shifter into the microwave channel connecting sections «4» and «5» gives an additional phase delays ϕ_1 and ϕ_2 for the backward and direct waves. Thus, the EM waves pass the channel in both directions almost without attenuation and then they are re-radiated. In accordance with [3] the reflector's BSM is written as

It follows from (3) that the given reflector just as the considered above

имеет несимметричную МОР, а его поляризационные свойства определяются свойствами фазовращателя. При этом

$$|\xi|^2 = 0.5 \cdot (1 - \cos(\Delta\phi)).$$

Из приведенной на рис. 4 зависимости $|\xi|^2$ от разности фаз $\Delta\phi = \phi_1 - \phi_2$ следует, что с помощью рассмотренного отражателя можно моделировать объекты, для которых $|\xi|^2$ лежит в пределах от 0 до 1. В случае $\phi_1 = \pi$ и $\phi_{12} = 0$ (ферритовый фазовращатель является гиратором $\Delta\phi = 180^\circ$) РО является абсолютно невзаимным, для которого все виды поляризаций падающей ЭМВ являются для отражателя нулевыми, и МОР которого равна

$$S_2 = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}.$$

has the asymmetrical BSM, and its polarization properties depends on the phase shifter properties, and

It follows from the dependence $|\xi|^2$ on the phase difference $\Delta\phi = \phi_1 - \phi_2$ shown in Fig. 4 that the given reflector can simulate objects with $0 < |\xi|^2 < 1$. If $\phi_1 = \pi$ and $\phi_{12} = 0$ (the ferrite phase shifter is a gyrotator with $\Delta\phi = 180^\circ$), then the reflector is absolutely nonreciprocal. For this case, all polarization states of the incident wave are zero for the reflector, and the BSM becomes

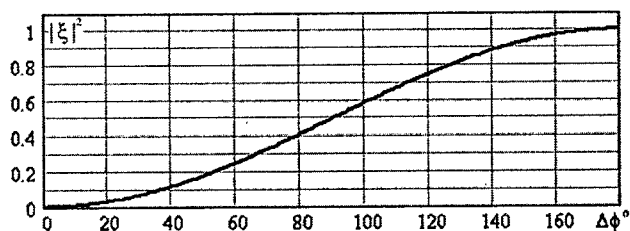


Рис. 4. Зависимость $|\xi|^2$ от $\Delta\phi$

Fig. 4. $|\xi|^2$ versus $\Delta\phi$

Радиолокационный отражатель на основе решеток Ван-Атта

На рис. 5 представлена еще одна конструкция радиолокационного отражателя, обладающего невзаимными свойствами. Отражатель выполнен в виде линейной решетки Ван-Атта и состоит из попарно соединенных с помощью волноводов круглого сечения конических рупорных антенн. Для простоты на рис. 5 представлены лишь три пары конических рупоров. Однако в реальной конструкции их количество может быть любым, и ограничивается только допустимыми геометрическими размерами отражателя. При этом электрическая длина волноводов, соединяющих рупоры, выбирается одинаковой для всех пар.

С целью придания отражателю невзаимных на прием и передачу свойств, в волноводном тракте «1», соединяющем рупоры «P1» и «P2», расположено устройство преобразования поляризационного состояния проходящих ЭМ

Radar reflector based on Van-Atta arrays

Figure 5 shows another design of radar reflector with nonreciprocal properties. The reflector is a linear Van-Atta array and consists of conical horn antennas in pairs connected by round waveguides. For simplicity sake, Figure 5 shows only three pairs of conical horns. However, a real design can consist of any number of horns and is restricted only to maximum dimensions of the reflector. Moreover, the electric length of waveguides connecting the horns is chosen equal to all pairs.

The nonreciprocal reception and transmission properties of the reflector are provided by inserting (into the waveguide channel «1» connecting pairing horns «P1» and «P2») device (Fig. 6), which

волн «3» (рис. 6), в состав которого включены вращатель плоскости поляризации ЭМВ, основанный на эффекте Фарадея (представляющий собой секцию круглого волновода с ферритом «5» внутри, степень намагниченности которого можно изменять в широких пределах с помощью электромагнита «6» расположенного на оси волновода «1»); секция круглого волновода с внесенной фазовой пластинкой 4, медленная ось которой, ориентированная, под углом α относительно оси x в правосторонней системе координат хуз. Согласно работе [4] МОР отражателя запишется в виде

$$S_3 = \begin{bmatrix} -2 \cdot C_2 \cdot (S_1^2 + C_1^2 \cdot e^{-j\phi}) & -S_2 \cdot (C_1^2 - S_1^2) \cdot (1 - e^{-j\phi}) \\ S_2 \cdot (C_1^2 - S_1^2) \cdot (1 - e^{-j\phi}) & 2 \cdot C_2 \cdot (S_1^2 + C_1^2 \cdot e^{-j\phi}) \end{bmatrix}. \quad (4)$$

Выражение для коэффициента невязимности МОР вида (4) будет выглядеть следующим образом

The expression for the non-reciprocity coefficient of the BSM (4) takes the form

$$|\xi|^2 = \frac{[\sin(\epsilon)]^2 \cdot [\cos(2 \cdot \alpha)]^2 \cdot [1 - \cos(\phi)]}{[\sin(\epsilon)]^2 - [\sin(2 \cdot \alpha)]^2 \cdot [1 - \cos(\phi)] + 2 \cdot [\cos(\epsilon)]^2}. \quad (5)$$

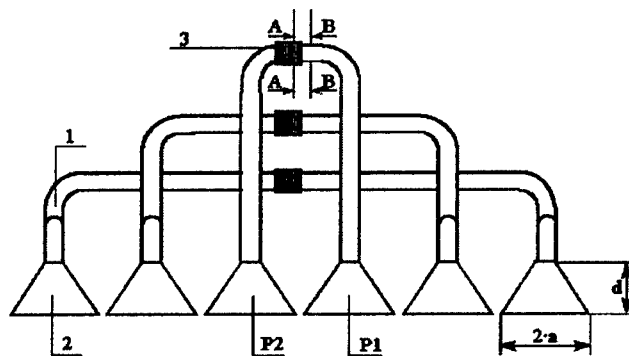


Рис. 5. Невзаимная решетка Ван-Атта
Fig. 5. Nonreciprocal Van Atta array

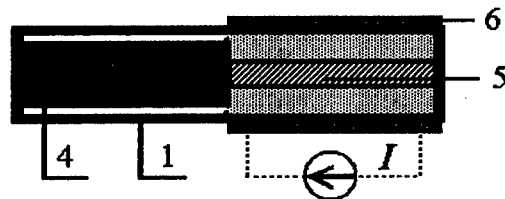


Рис. 6. Устройство преобразования поляризации
Fig. 6. Polarization transforming device

На рис. 7 и рис. 8 приведены зависимости $|\xi|^2$ от углов α , ε для случая, когда в тракт помещена четвертьволновая ($\phi=90^\circ$) и полуволновая фазовые пластины ($\phi=180^\circ$).

Figures 7 and 8 show dependences $|\xi|^2$ on angles α , ε for the case of inserted quarter wave ($\phi=90^\circ$) and half-wave ($\phi=180^\circ$) phase plates.

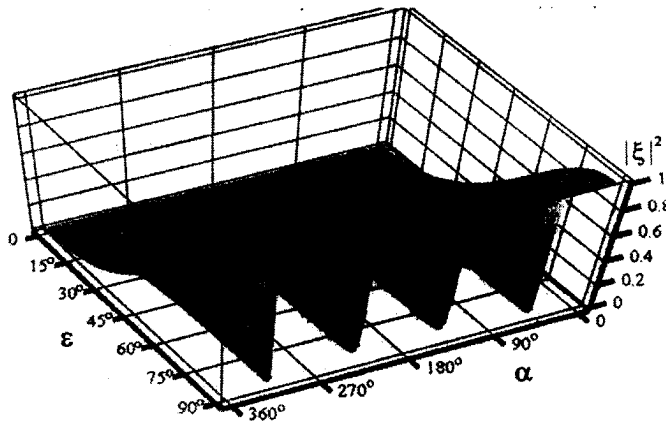


Рис. 7. Зависимость $|\xi|^2$ от α, ε при $\phi=90^\circ$

Fig. 7. $|\xi|^2$ versus α, ε (case of $\phi=90^\circ$)

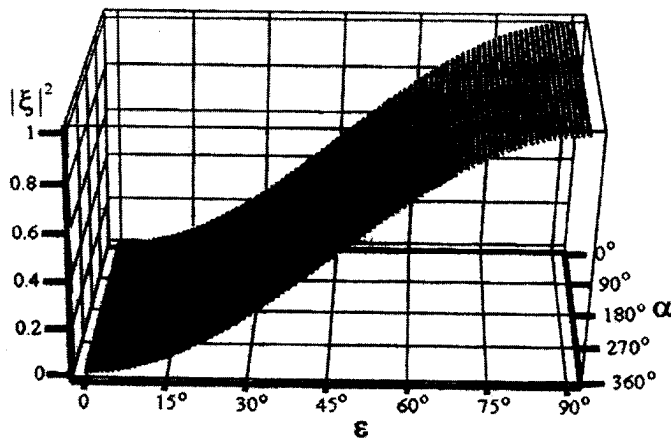


Рис. 8. Зависимость $|\xi|^2$ от α, ε при $\phi=180^\circ$

Fig. 8. $|\xi|^2$ versus α, ε (case of $\phi=180^\circ$)

Из графиков следует, что РО может обладать различными поляризационными свойствами: от абсолютно невязимых до взаимных, а также может проявлять себя как объект с частично невязимыми свойствами. Случай $\varepsilon=0$ соответствует отсутствию фазовращателя в тракте, при этом $|\xi|^2=0$. Особо необходимо отметить случай $\alpha=\pm 45^\circ \pm 90^\circ \cdot n$, $n=0,1$. Анализ выражения (5) показывает,

It follows from the diagrams that radar reflector can possess different polarization properties varying from absolutely nonreciprocal to reciprocal, and also to be as object with partly nonreciprocal properties. The case $\varepsilon=0$ corresponds to absence of phase shifter in the channel, so that $|\xi|^2=0$. It is important to mention the case $\alpha=\pm 45^\circ \pm 90^\circ \cdot n$, $n=0,1$. The analysis of

что все элементы МОР в этом случае нулевые. Фазовое распределение колебаний возбуждающих рупоров в решетке таково, что максимум ДН антенной решетки не совпадает с направлением на облучающую цель станцию. ЭМ волны, распространяющиеся в направлении на РЛС от попарно сопряженных рупоров, противоположны по фазе и компенсируют друг друга.

Заключение

Рассмотренные выше, искусственные РЛ отражатели, имеющие различные поляризационные свойства, позволяют имитировать широкий класс целей обладающих несимметричными матрицами обратного рассеяния. Коэффициент невязности для этих объектов больше нуля. Это позволяет использовать указанные отражатели в задачах калибровки поляриметров, предназначенных для изучения свойств невязных объектов. Расчеты эффективной поверхности рассеяния, проведенные за рамками данной работы [3-6] указывают на то, что для эффективного использования отражателей при исследовании поляризационных свойств, их нужно использовать в составе антенных решеток.

Литература

- [1] Справочник по радиолокации. Том 1. Основы радиолокации. / под ред. М. Скольника - М.: Советское радио, 1976, 456 с.
- [2] Хлусов В.А., Лигхарт Л.П., Шарыгин Г.С., Воробьев П.В. Поляризационные аспекты механизма обратного рассеяния электромагнитных волн частично-невязными средами (Теория. Экспериментальное моделирование) // Сборник докладов Сибирского поляризационного семинара «СИБПОЛ-2002» (Томск), 2002, стр. 22-31
- [3] Шошин Е.Л., Суханюк А.М. Применение ферритовых СВЧ приборов в конструкциях искусственных радиолокационных отражателей // Материалы 9 международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь» (Воронеж), 2003, том 3, стр. 1745-1755
- [4] Суханюк А.М. Невзаимная антенная решетка // Труды 9 международной научно-практической конференции студентов, аспирантов и молодых ученых «Современные техника и технологии» Томск: Изд. ТПУ, 2003, том 1, стр. 150-152

(5) points to that all BSM elements equal to zero. The phase distribution of waves exciting horns in the array is such one that its pattern maximum does not coincide with backward direction of the sounding radar. The reflected waves propagating to the radar from in pairs matched horns have opposite phase and compensate each other.

Conclusion

The considered artificial radar reflectors having different polarization properties allow to simulate a lot of objects with asymmetrical backscattering matrices. The non-reciprocity coefficient does not equal to zero for these objects. It allows to use the reflectors for calibration of radar polarimeters intended for investigations of nonreciprocal objects. The RCS calculations, which have been carried out in other works [3-6], indicate that the effective use of the reflectors for polarization analysis is possible in the array antennas.

References

- [1] Radar Handbook. Vol.1. Editor-in-Chief M.I. Skolnik. McGraw-Hill Company, 1970
- [2] V.A. Khlusov, L.P. Ligthart, G.S. Sharygin, P.V. Vorobjev. Polarization aspects of electromagnetic wave scattering by partly non-reciprocal media (Theory. Experimental modeling). Proc. of Siberian Polarization Workshop SibPol-2002, October 4, 2002, Tomsk, Russia. TUCSR Publ., 2002, pp. 22-31
- [3] Shoshin E.L., Suhanuk A.M. Use of ferrite microwave devices in designs of artificial radar reflectors. Proc. of 9-th International Scientific and Technical Conference "Radar, Navigation, Telecommunications", Voronezh, Russia, 2003, Vol. 3, pp. 1745-1755 (in Russian)
- [4] Sukhanjuk A.M. Non-reciprocal antenna array. Trans. of 9-th International Scientific-Practical Conference of Students, Postgraduates and Young Researchers "Modern Engineering and Technology", Tomsk, Russia. TPU Publ., 2003, Vol. 1, pp. 150-152 (in Russian)

- [5] Шошин Е.Л., Кузьмичев В.Д. Характеристики рассеяния невязимных искусственных радиолокационных отражателей // Материалы 8 международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь» (Воронеж), 2002, том 3, стр. 1636-1647
- [6] Суханюк А.М., Шошин Е.Л. Исследование поляризационных характеристик рассеяния пассивных переизлучающих антенн-отражателей // Сборник научных трудов. Вып. № 13. Физико-математические и технические науки. Сургут: Изд. СурГУ, 2003
- [5] Shoshin E.L., Kuzmichev V.D. Reflection characteristics of non-reciprocal artificial radar targets. Proc. of 8-th International Scientific and Technical Conference "Radar, Navigation, Telecommunication", Voronezh, Russia, 2002. Vol. 3, pp. 1636-1647 (*in Russian*)
- [6] Sukhanjuk A.M., Shoshin E. L. Investigation of the polarization scattering characteristics of passive re-radiating antenna reflectors. Trans. of SurGU. Iss. 13. Surgut, SurGU Publ., 2003 (*in Russian*)

**Оптимальное обнаружение
радиолокационных целей по
поляризационным признакам с
применением искусственных
нейронных сетей**

В.В. Рыжаков

Сургутский государственный университет
E-mail: ryzvit@mail.ru

При решении задач обнаружения радиолокационных целей по поляризационным признакам процесс обнаружения представляется в виде некоторого алгоритма принятия решения, в котором решение о наличии или отсутствии цели должно приниматься на основе совокупности значений поляризационных параметров, полученных в данный момент времени. В настоящей работе предлагается реализация алгоритма принятия решения в логическом базисе искусственных нейронных сетей в случае однопараметрического двухальтернативного распознавания

Оптимальное решающее правило

Значения поляризационных параметров представляют собой значения некоторого случайного процесса, поэтому алгоритм оптимального обнаружения может быть построен путем создания решающего правила, представляющего собой отношение условных совместных функций плотности вероятности параметров целей. Полученное отношение сравнивается с порогом, определяемым выбранным критерием оптимальности [1].

При работе с реальными радиолокационными (РЛ) целями единственной информацией о них является совокупность выборочных значений поляризационных параметров.

Используя данную совокупность можно построить эмпирическую функцию распределения вероятности значений параметров целей, а по ней оценку функции плотности вероятности, путем аппроксимации операции дифференцирования с помощью разностных уравнений [2, 3].

В [3] предложен вывод выражения для оценки функции плотности вероятности. В случае одномерной функции плотности вероятности,

**Optimum Detection of Radar
Targets by Means of
Polarization Signatures with
Application of Artificial Neural
Networks**

V.V. Ryzhakov

Surgut State University
E-mail: ryzvit@mail.ru

Solution of radar targets detection problems by polarization signatures implies that the detection process is presented as a decision-making algorithm, in which the decision on target's presence or absence should be accepted on the basis of a values set of polarization parameters obtained at the given instant. In this paper, realization of decision-making algorithm in logic basis of artificial neural networks is suggested for the case of one-parametric two-alternative recognition.

Optimum decision rule

Polarization parameters are values of a random process, therefore the optimum detection algorithm may be developed by construction of a decision rule, which is a ratio of conditional joint probability distribution functions (PDF) of radar targets' parameters. The ratio is compared to some threshold determined by chosen optimality criterion [1].

In real conditions, the only information about radar targets is a set of sample values of polarization parameters.

Using this set, one can determine an empirical probability distribution function of the targets parameters, and then to find PDF estimate by approximation of differentiation with using difference equations [2, 3].

Derivation of expression for estimate of the probability distribution function was considered in [3]. In the case of uni-

т.е. в случае, когда принятие решения о наличии или отсутствии цели осуществляется всего по одному поляризационному параметру, выражение для оценки условной функции плотности вероятности $w(x|S_j)$ поляризационного параметра x при условии возникновения события S_j ($j = 0, 1$) выглядит следующим образом

при нечетном $k_j^* = 2k_j - 1$, $k_j = 1, 2, \dots$

$$\hat{w}(x|S_j) = \frac{(1-\eta_j)(\hat{F}(x_{(2(t+k-1))}|S_j) - \hat{F}(x_{(2(t-k))}|S_j))}{(2k_j-1)2h_j} + \frac{\eta_j(\hat{F}(x_{(2(t+k))}|S_j) - \hat{F}(x_{(2(t-k))}|S_j))}{4k_j h_j}, \quad (1)$$

если

if

$$x \in [x_{(2t-1)}, x_{(2t)}], t = \dots, -2, -1, 0, +1, +2, \dots;$$

$$\hat{w}(x|S_j) = \frac{(1-\eta_j)(\hat{F}(x_{(2(t+k))}|S_j) - \hat{F}(x_{(2(t-k+1))}|S_j))}{(2k_j-1)2h_j} + \frac{\eta_j(\hat{F}(x_{(2(t+k))}|S_j) - \hat{F}(x_{(2(t-k))}|S_j))}{4k_j h_j}, \quad (2)$$

если

if

$$x \in [x_{(2t)}, x_{(2t+1)}], t = \dots, -2, -1, 0, +1, +2, \dots;$$

при четном $k_j^* = 2k_j$, $k_j = 1, 2, \dots$

for even value $k_j^* = 2k_j$, $k_j = 1, 2, \dots$

$$\hat{w}(x|S_j) = \frac{(1-\eta_j)(\hat{F}(x_{(2(t+k))}|S_j) - \hat{F}(x_{(2(t-k))}|S_j))}{4k_j h_j} + \frac{\eta_j(\hat{F}(x_{(2(t+k-1))}|S_j) - \hat{F}(x_{(2(t-k))}|S_j))}{(2k_j-1)2h_j}, \quad (3)$$

если

if

$$x \in [x_{(2t)}, x_{(2t+1)}], t = \dots, -2, -1, 0, +1, +2, \dots;$$

$$\hat{w}(x|S_j) = \frac{(1-\eta_j)(\hat{F}(x_{(2(t+k+1))}|S_j) - \hat{F}(x_{(2(t-k+1))}|S_j))}{4k_j h_j} + \frac{\eta_j(\hat{F}(x_{(2(t+k+1))}|S_j) - \hat{F}(x_{(2(t-k))}|S_j))}{(2k_j-1)2h_j}, \quad (4)$$

если

if

$$x \in [x_{(2t+1)}, x_{(2t+2)}], t = \dots, -2, -1, 0, +1, +2, \dots;$$

В выражениях (1)-(4) события S_0 и S_1 соответствуют случаям отсутствия и наличия цели; $\hat{F}(x_{(m)}|S_j)$ — условная эмпирическая функция распределения вероятности, определенная в точках $x_{(m)}$ ($m = \dots, -2, -1, 0, 1, 2, \dots$), представляющих собой границы отрезков группирования; h_j — длина отрезка группирования; k_j^* — размах аппроксимации, определяет размах оператора, осуществляющего аппрок-

imate PDF, i.e. when decision making on target's presence or absence is carried by only one polarization parameter, the expression for estimate of conditional PDF $w(x|S_j)$ of polarization parameter x on conditions that event S_j ($j=0, 1$) occurs, takes the form

In expressions (1) to (4), the events S_0 and S_1 correspond to absence and presence of a target; $\hat{F}(x_{(m)}|S_j)$ is conditional empirical PDF determined in points $x_{(m)}$ ($m = \dots, -2, -1, 0, 1, 2, \dots$), which are borders of grouping segments; h_j is length of a grouping segment; k_j^* is approximation scope determining scope of an operator, which carries out the

симацию операции дифференцирования эмпирической функции распределения вероятности для получения оценки функции плотности вероятности; η_j — весовой коэффициент операторной аппроксимации.

Выражения (1)–(4) позволяют определить значение оценки функции плотности вероятности случайного параметра x , при его попадании в тот или иной отрезок группирования. При этом условная эмпирическая функция распределения вероятности $\hat{F}(x_{(m)}|S_j)$ формируется по совокупности выборочных значений случайного параметра x , полученной на предварительном этапе обучения [3].

В случае двухальтернативного однопараметрического распознавания решающее правило с использованием операторных оценок функции плотности вероятности может быть записано в следующем виде [1, 3]

$$\ln(\hat{L}(x)) = \ln(\hat{w}(x|S_1)) - \ln(\hat{w}(x|S_0)) \underset{S_0}{\overset{S_1}{\geq}} \ln(c), \quad (5)$$

где $\hat{L}(x)$ — оценка отношения правдоподобия; $\hat{w}(x|S_1)$, $\hat{w}(x|S_0)$ — оценки условных функций плотности вероятности случайного параметра x , при условии наличия и отсутствия цели соответственно; c — порог, величина которого определяется выбранным критерием качества принятия решения.

Реализация оптимального решающего правила в логическом базисе искусственных нейронных сетей

Анализ выражений (1)–(5) показывает, что реализация решающего правила (5) тесно связана с необходимостью проведения этапа обучения. На этом этапе происходит, во-первых, построение условных эмпирических функций распределения $\hat{F}(x_{(m)}|S_j)$, а во-вторых, определение значений таких параметров оценок функций плотности вероятности $\hat{w}(x|S_1)$ and $\hat{w}(x|S_0)$, как h_1 , η_1 , k_1^* , h_0 , η_0 и k_0^* .

Таким образом, устройство, реализующий правило (5) должен быть реализован в таком логическом базисе, который бы позволял производить его обучение.

В настоящей работе в качестве такого базиса предлагается логический базис искусственных нейронных сетей [4, 5].

Искусственная нейронная сеть, реализующая решающее правило (5), будет выглядеть как на рис. 1.

approximation of differentiation of the empirical PDF, in order to get the PDF estimate; η_j is a weighting factor of the operational approximation.

The expressions (1) to (4) allow to find the estimate of PDF of the random parameter x , when it falls into some grouping segment. In this case, the conditional empirical PDF $\hat{F}(x_{(m)}|S_j)$ is formed by set of sample values of the random parameter x obtained at the preliminary learning stage [3].

For two-alternative one-parametric recognition case, the decision rule using the operational estimates of PDF can be written as [1, 3]

where $\hat{L}(x)$ is an estimate of the likelihood ratio; $\hat{w}(x|S_1)$, $\hat{w}(x|S_0)$ are estimates of the conditional PDFs of x for presence and absence of target, correspondingly; c is a threshold, which value is determined by the chosen quality criterion of the decision making.

Realization of an optimum decision rule in logic basis of artificial neural networks

The analysis of (1) to (5) expressions has shown that implementation of the decision rule (5) is closely connected with the learning stage. First, at this stage the conditional empirical PDFs $\hat{F}(x_{(m)}|S_j)$ are found. Secondly, such parameters of PDF estimates $\hat{w}(x|S_1)$ and $\hat{w}(x|S_0)$ as h_1 , η_1 , k_1^* , h_0 , η_0 and k_0^* are determined.

Thus, a device realizing rule (5) should be implemented in such logic basis, which would allow to make its learning.

In the given paper, the logic basis of artificial neural networks [4, 5] is suggested to use as such basis.

An artificial neural network realizing the decision rule above is shown in Figure 1.

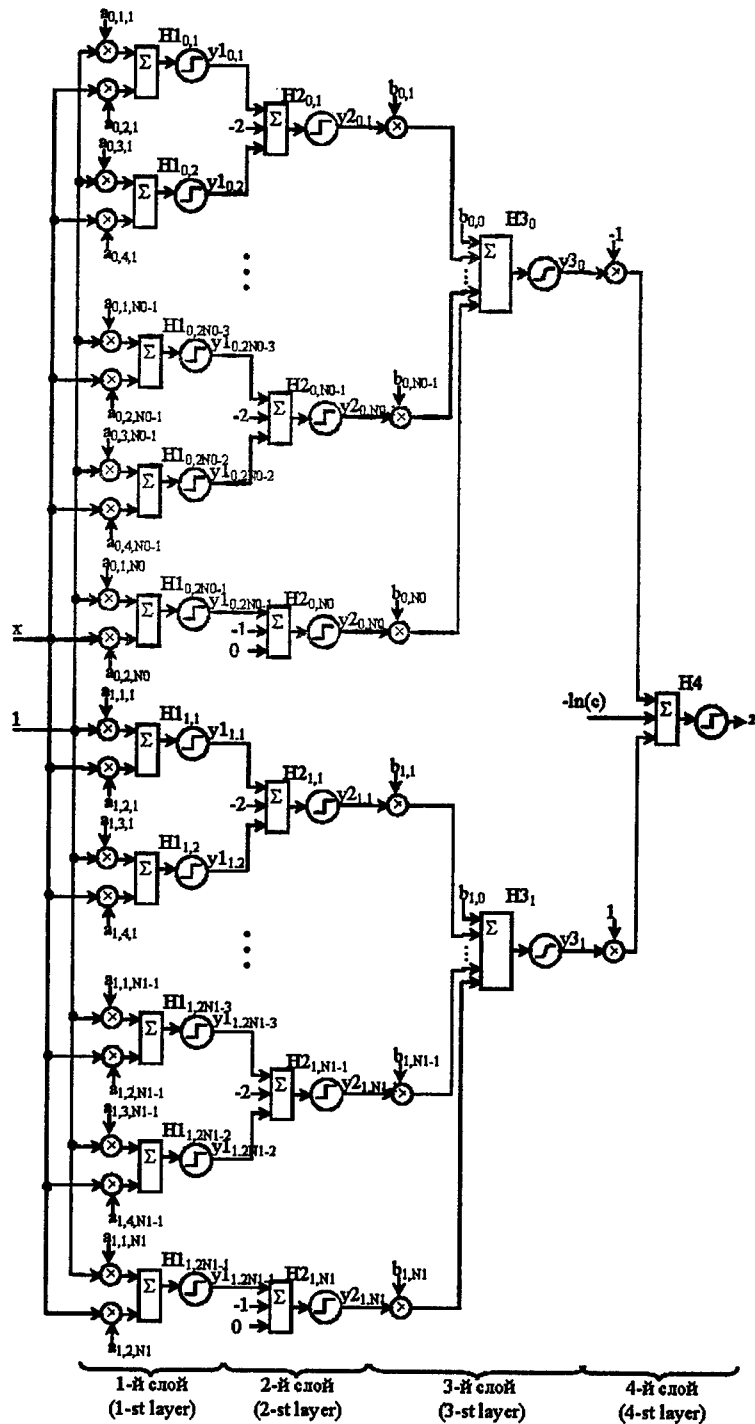


Рис.1. Искусственная нейронная сеть, реализующая правило принятия решения о наличии или отсутствии цели

Fig. 1. Artificial neuron network realizing decision-making rule on presence or absence of a target

В нейронной сети на рис. 1 используются четыре слоя нейронов. Первый слой представлен двухвходовыми нейронами $H1_{j,i}$ ($j = 0, 1; i = 1, \dots, N_0$ для $j = 0$; и $i = 1, \dots, N_1$ для $j = 1$) с функцией активации вида

$$y1_{j,i}(x') = \begin{cases} 0, & x' < 0, \\ 1, & x' \geq 0, \end{cases} \quad (6)$$

где $x' = a_{j,g,i}x + a_{j,g-1,i}$ ($g = 2, 4$), N_j — число интервалов группирования.

Такую же функцию активации имеют трехвходовые нейроны второго ($H2_{j,i}$) и единственный нейрон четвертого ($H4$) слоев. Нейроны третьего слоя $H3_0$ и $H3_1$ обладают логарифмической функцией активации, т.е. функцией вида $y3_j = \ln(x'')$, где x'' является суммарным входным сигналом нейронов $H3_0$ и $H3_1$.

Весовые коэффициенты нейронов первого слоя определяются выражениями

$$a_{j,1,i} = -\frac{x_{\min,j} + h_j \cdot i}{h_j}; a_{j,2,i} = \frac{1}{h_j}; a_{j,3,i} = 1 + \frac{x_{\min,j} + h_j \cdot i}{h_j}; a_{j,4,i} = -\frac{1}{h_j}, \quad (7)$$

где $x_{\min,j}$ — минимальное значение совокупности выборочных значений, полученных при условиях S_j ($j = 0, 1$).

Весовые коэффициенты нейронов третьего слоя $b_{j,i}$ определяются выражениями (1)–(4), за исключением коэффициентов $b_{0,0}$ и $b_{1,0}$. С точки зрения получения операторных оценок функций плотности вероятности $\hat{w}(x|S_1)$ и $\hat{w}(x|S_0)$ значения этих коэффициентов должны быть равны нулю. Однако для исключения ситуации, при которой в нейроне третьего слоя будет происходить вычисление натурального логарифма от нуля, значения этих коэффициентов необходимо принять равными некоторой минимальной величине.

В нейронной сети рис. 1 нейроны первого и второго слоя решают задачу определения интервала группирования, в который попадает значение случайного параметра x . Нейроны третьего слоя осуществляют определение значения операторной оценки условных функций вероятности на этом интервале и вычисление натурального логарифма от этих значений. Нейрон четвертого слоя осуществляет принятие решения о наличии или отсутствии обнаруживаемой цели. Значение $z=1$ соответствует ситуации наличия обнаруживаемой цели, а $z=0$ соответствует ситуации отсутствия цели.

In the neural network (Fig. 1), four layers of neurons are used. The first layer is presented by two-input neurons $H1_{j,i}$ ($j = 0, 1; i = 1, \dots, N_0$ for $j = 0$; and $i = 1, \dots, N_1$ for $j = 1$) with activation function

where $x' = a_{j,g,i}x + a_{j,g-1,i}$ ($g = 2, 4$), N_j is a number of grouping segments.

Three-input neurons of the second ($H2_{j,i}$) layer and a neuron of the fourth ($H4$) layers have the same activation function. The third layer neurons $H3_0$ and $H3_1$ have such logarithmic activation function as $y3_j = \ln(x'')$, where x'' is a summary input signal of $H3_0$ and $H3_1$ neurons.

The weighting factors of the first neurons layer are determined as

where $x_{\min,j}$ is the minimum value of the samples set obtained on conditions S_j ($j = 0, 1$).

The weighting factors of the 3rd neurons layer $b_{j,i}$ are found from (1) to (4) expressions except for $b_{0,0}$ and $b_{1,0}$ factors. In the view of getting the operational estimates of PDFs $\hat{w}(x|S_1)$ and $\hat{w}(x|S_0)$, these factors should be equal to zero. However, in order to exclude a possibility of calculation of natural logarithm of zero in the 3rd layer, the factors values should be set equal to some minimum value.

In the neural network in Fig. 1, the first and second layer neurons determine the grouping segment, in which the random parameter x falls. The third layer neurons determine the operational estimate of conditional PDF for this segment and calculate natural logarithms of these values. The fourth layer neuron makes decision on presence or absence of the detected target. Values $z=1$ and $z=0$ correspond to the cases of the target's presence and absence, correspondingly.

Алгоритм обучения нейронной сети заключается в таком подборе параметров операторной оценки (и, соответственно, вычислении весовых коэффициентов), при котором при выбранном критерии оптимальности достигалась бы заданная вероятность ошибки принятия решения. В процессе настройки сети также определяется и общее количество нейронов первого и второго слоев.

The learning algorithm of a neural network consists in such parameters selection of the operational estimate (and, therefore, calculation of the weighting factors), which provides the given probability of decision making error for the chosen optimality criterion. During the network tuning, total number of the first and second layer neurons is also found.

Литература

- [1] Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники. М.: Сов. радио, 1974-1976, кн. 1-3
- [2] Треногин В.А. Функциональный анализ: Учебник / В.А. Треногин. - М.: Физматлит, 2002, 488 с.
- [3] Фомин, Я.А. Статистическая теория распознавания образов / Я.А. Фомин, Г.Р. Тарловский. - М.: Радио и связь, 1986, 264 с.
- [4] Галушкин, А.И. Теория нейронных сетей. Книга 1.: Учебное пособие для вузов / А.И. Галушкин. - М.: ИПРЖР, 2000, 416 с.
- [5] Головкин, В.А. Нейронные сети: обучение, организация и применение. Кн. 4: Учеб. пособие для вузов / В.А. Головкин. Общая редакция А.И. Галушкина. - М.: ИПРЖР, 2001, 256 с.

References

- [1] Levin B.R. Theoretical fundamentals of statistical radioengineering. Moscow, Sov. Radio Publ., 1974-1976, Vol. 1 - 3 (*in Russian*)
- [2] Trenogin V.A. The functional analysis: Textbook. Moscow, Phisimatlit Publ., 2002, 488 p. (*in Russian*)
- [3] Fomin Ya.A., Tarlovsky G.R. Statistical theory of images recognition. Moscow, Radio i Svyaz Publ., 1986, 264 p. (*in Russian*)
- [4] Galushkin A.I. Theory of neural networks. Volume 1 - Manual for Higher Schools. Moscow, IPRZhR Publ., 2000, 416 p. (*in Russian*)
- [5] Golovko V.A. Neural networks: learning, organization and application. Volume 4. Manual for Higher Schools. Edited by A.I. Galushkin. Moscow, IPRZhR Publ., 2001, 256 p. (*in Russian*)

Алгоритмы обнаружения малоконтрастных объектов из данных подповерхностного зондирования

В.В. Загоскин¹, В.Н. Ильюшенко¹, С.Г.
Катаев², В.Н. Чернышов³

¹ ТУСУР, ² Томский педагогический универси-
тет, ³ Томский политехнический университет
E-mail: Kataev@tomsk.ru

*В данной работе предлагается подход, позволяю-
щий обнаруживать подповерхностные малоконт-
растные по диэлектрическим свойствам объекты
из данных по отраженным электромагнитным
сигналам*

Введение

Использование георадара для обнаружения подповерхностных объектов предполагает сканирование поверхности сигналом F_F и обработку отраженного сигнала F_R . Обычно, математическая обработка сводится к построению с некоторым шагом изолиний «амплитуды» — максимального значения F_R (или иной, может быть, интегральной характеристики) всех отраженных сигналов. Получаемые при этом контуры позволяют обрисовать очертание объекта при наличии достаточного контраста по диэлектрическим свойствам объекта и среды. Когда такой контраст мал и, к тому же размеры объекта невелики, приходится прибегать к другим, более изощренным способам обнаружения. К их числу относится и наш подход.

1. Метод выявления структур

Предлагаемый нами метод — в дальнейшем будем его называть **методом выявления структур** (МВС) — базируется на подходе, который можно охарактеризовать как **способ обнаружения закономерностей в эмпирических данных** [1]. Его применение к этой задаче основывается на простой идее нахождения пространственных точек, обладающих наибольшей контрастностью, относительно других «фоновых» точек. Наличие под поверхностью

Detection Algorithms of Low Contrast Objects with Data of Subsurface Sounding

V.V. Zagoskin¹, V.N. Iljushenko¹,
S.G. Kataev², V.N. Chernyshov³

¹ TUCSR, ² Tomsk State Pedagogical
University, ³ Tomsk Polytechnic University
E-mail: Kataev@tomsk.ru

*In the given paper, approach allowing to detect
subsurface low-contrast (by dielectric pro-
perties) objects with attracting data on
reflected electromagnetic signals is suggested*

Introduction

The use of a georadar for detection of subsurface objects means the surface scanning by signal F_F and processing of reflected signal F_R . Usually, the mathematical processing consists in plotting "amplitude" (maximum value F_R or may be another integrated performance) isograms with some increment for all reflected signals. The obtained contours allow to depict an outline of objects if there is sufficient contrast in dielectric properties of object and medium. When the contrast is low, and object sizes are small, it is necessary to use other, more refined, detection methods. Our approach refers to their number also.

1. Method of structures revealing

Our method is based on the approach which can be characterized as **detection method of regularities in empirical data**, and we shall call it as **method of structures revealing** (MRS) [1]. This method is grounded on simple idea of finding space points having the most contrast range relatively other "background" points. The presence of objects under surface with other permittivity

объекта с другой диэлектрической проницаемостью приводит к искажению отраженного сигнала F_R в области нахождения объекта по сравнению с «фоновыми» точками. Эти контрастные точки и выявляются данным методом. И если эти точки расположены компактно или демонстрируют иную пространственную закономерность, то эта совокупность точек может быть либо объектом, либо просто диэлектрической неоднородностью среды, образованной, например, повышенной влажностью грунта.

Метод относится к группе методов, использующих представления теории графов [2], и предназначен для обнаружения закономерностей в экспериментальных данных любой природы. Более подробно этот метод изложен в [3]. В самой общей постановке задача формулируется следующим образом: имеется N объектов, каждый объект характеризуется набором конкретных значений по каждому из M признаков. Необходимо разбить всю совокупность объектов на небольшое число классов (структур) так, чтобы в каждый класс входили объекты, обладающие максимальной схожестью. Иначе говоря, надо структурировать данные. Это первый этап обнаружения закономерностей. Имея подобное разбиение можно решать и более тонкие задачи, выявлять другие скрытые связи.

В приложении к задаче обнаружения подповерхностных объектов метод выглядит следующим образом.

Исследуемая поверхность покрывается регулярной (не обязательно, вообще говоря) сеткой, в каждой точке x_{ij} ($i=1, \dots, kx; j=1, \dots, ky$) которой имеется отраженный сигнал, представляющий собой вектор размерности M , т.е.

$$F(f(t_1), f(t_2), \dots, f(t_M)) = F_{ij} \equiv F_k, \quad (1)$$

где $f(t_i)$ — значение отраженного сигнала в момент времени t_i , а $k=1, \dots, N$. В пространстве Ω размерности L (будем обозначать $\Omega(L)$), образованном координатными осями t_1, t_2, \dots, t_M , такой вектор отобразится в точку с координатами $f(t_1), f(t_2), \dots, f(t_M)$. У нас N сигналов ($N=kx \cdot ky$), поэтому в этом пространстве будет N точек F_k . Ясно, что если две точки будут близко друг от друга, то соответствующие сигналы (как функции) будут похожи друг на друга. В этом случае их можно отнести в один класс. В противном случае они должны попасть в разные классы. В качестве меры степени

results in distortion of the reflected signal F_R in the area containing an object in comparison with the "background" points. It is the contrast points that are revealed by the given method. If the points are located compactly or show other spatial regularity, then this points assemblage can be either object or a dielectric inhomogeneity of medium formed, for example, by increased moisture of soil.

The method belong to the group of methods using representations of graph theory [2] and is intended for detection of regularities in experimental data of any nature. In more details, this method was described in [3]. In general, the problem is formulated as follows. There are N objects, each of which is characterized by set of specific values for every of M attributes. It is necessary to divide all assemblage of objects into small number of classes (structures) so that each class includes objects having the maximum similarity. In other words, it is necessary to structure the data. It is the first stage of regularities detection. Having the similar separation, it is possible to solve and more fine problems, and reveal other latent relations.

As applied to detection of subsurface objects, the method looks as follows.

The explored surface is plotted by regular (not necessarily) grid, where in every point x_{ij} ($i=1, \dots, kx; j=1, \dots, ky$) there is reflected signal as M -dimensional vector, i.e.

where $f(t_i)$ is the reflected signal at instant t_i , and $k=1, \dots, N$. In L -dimensional space Ω (denoted by $\Omega(L)$) formed by coordinate axes t_1, t_2, \dots, t_M , such vector will be mapped into point with coordinates $f(t_1), f(t_2), \dots, f(t_M)$. We have N signals ($N=kx \cdot ky$), therefore, in this space will be N points F_k . It is clear that if two points will close to each other, the corresponding signals (as functions) will be similar. In this case they can be attributed to one class. Otherwise, they should be put in different classes. A measure of the points proximity

близости обычно используют понятие расстояния между точками. Два объекта будут похожи друг на друга, если расстояние между ними мало. А это будет в том случае, когда соответствующие значения признаков для этих объектов отличаются друг от друга незначительно. Расстояние можно вычислять различными способами в зависимости от свойств пространства $\Omega(L)$. Если мы считаем пространство $\Omega(L)$ евклидовым, то расстояние между точками рассчитывается как корень квадратный из квадратов разностей координат. Теперь, чтобы распределить все точки по классам, надо понять, как они расположены в $\Omega(L)$. Ясно, что это будет зависеть от выбранной метрики, так что здесь имеет место неоднозначность. Однако, при использовании сильных шкал для описания признаков, результаты, как правило, не сильно зависят от выбора метрики. Есть разные методы классификации, приводящие к разным результатам, но, к сожалению, нет объективного критерия, который позволял бы сказать какое разбиение является оптимальным. МВС обладает целым рядом преимуществ перед другими методами. Самое главное среди них следующее — не нужна никакая априорная информация о количестве классов. Структура экспериментальных данных выделяется естественным образом без использования процедур самосогласования.

2. Алгоритмы МВС

2.1 Алгоритм классификации

Каждой пространственной точке x_k ставится в соответствие вершина k некоторого графа G . Далее, рассчитываются расстояния d_{ij} между каждой парой точек x_i и x_j . Каждой дуге, соединяющей вершины i -го и j -го графа, присваивается стоимость (вес), равная расстоянию d_{ij} в пространстве признаков $\Omega(L)$ между точками x_i и x_j . Получается полный граф, т.е. каждая вершина связана со всеми остальными $N-1$ вершинами. Если теперь последовательно удалять из графа дуги с большой стоимостью, то, начиная с некоторого момента, исходный граф станет несвязным. Каждая компонента связности содержит в себе относительно компактно расположенные точки в пространстве $\Omega(L)$. Продолжая эту процедуру, мы будем получать все новые и новые компоненты связности с разным количеством вершин.

Каждую компоненту связности будем называть классом. Количество классов, которое надо включать в результирующую классификацию, определяется целью исследования.

is a distance between these points. Two objects will be similar if a distance between them is small. This will take place in the case when the corresponding attributes for these objects differ from each other slightly. The distance can be found by different methods depending on the space $\Omega(L)$ properties. If we consider the space as Euclidean, the distance between points is a root square of squares of coordinates differences. To classify all points, it is necessary to understand how they are located in $\Omega(L)$. It is clear that it will depend on the chosen metric, so that we have some ambiguity. However, with the use of the strong scales for the attributes description the results depend not strongly on the metric choice. There are various classification methods, which lead to different results. Unfortunately, there is no objective criterion which would allow to tell what separation is optimum. MSR has a lot of advantages compared with other methods. The most important consists in that we need no any a priori information about number of classes. The structure of experimental data is revealed naturally without using procedures of the self-coordination.

2. MSR algorithms

2.1 Algorithm of classification.

Each space point is associated with vertex k of some graph G . Then, the distances d_{ij} between each pair of points x_i and x_j are calculated. A cost (weight) equal to distance d_{ij} in space of attributes $\Omega(L)$ between points x_i and x_j is attributed to each arc connecting vertices of i -th and j -th graph. Thus, we get complete graph, i.e. each vertex is connected to all other $N-1$ vertices. Now, if consistently delete arcs with large costs from the graph, that since some moment the initial graph becomes inconsistent. Every connectedness component comprises a rather compactly spaced points. Proceeding with this procedure, we will get new components of the connectedness with different number of vertices.

Let call every connectedness component as a class. The number of classes to be included in the final classification depends on the purpose of studies.

2.2. Алгоритм нахождения контрастных точек

На основе метода МВС были созданы и другие, более простые алгоритмы обнаружения структур, которые не используют процедуры выделения компонент связности. Здесь приводится один из них.

В этом алгоритме также удаляются дуги, но, начиная с дуг с малым весом. Затем последовательно (с некоторым шагом по величине) из графа удаляются дуги со все большей и большей стоимостью. На каждом шаге ведется расчет степеней всех вершин графа s_k . Степенью вершины называется число дуг, связывающих эту вершину со всеми остальными. Поэтому вершина k^* , обладающая максимальным значением s_k , будет максимально удаленной от всех остальных вершин графа. В результате этой процедуры сформируется совокупность вершин, обладающих наибольшими значениями s_k , которая и будет представлять собой множество наиболее контрастных точек.

Данные алгоритмы обладают следующими достоинствами:

- проявляется даже небольшая разница в диэлектрических свойствах, поскольку отыскиваются точки относительного контраста;
- с использованием подобных процедур можно найти временное окно, где существует наибольшее отличие между отраженными сигналами. В этом случае, вершинам графа ставятся в соответствие временные отсчеты, а роль признаков выполняют пространственные точки; затем снова вычисляется матрица расстояний $D=\{d_{ij}\}$ и применяется любой из вышеупомянутых алгоритмов.

3. Результаты

Метод был использован для обнаружения нескольких объектов, расположенных в сухом песке на разных глубинах, а также на поверхности. Рисунки, приведенные ниже, относятся к данным, полученным на одном стенде. Шаг по осям 10 см. Отраженный сигнал задавался 256 отсчетами в 121-ой пространственной точке. Поляризационные эффекты имитировались направлением движения антенны. Так, при n -ориентации кирпич располагался параллельно направлению движения антенны, при p -ориентации — перпендикулярно, и при s — под углом 45° . Величины в каждой ячейке таблицы характеризуют степень контрастности данной пространственной точки. Затемненные клетки от-

2.2. Algorithm for contrast points searching

Based on the MSR method, other more simple algorithms of structures detection, which do not use procedure of selection of the connectedness components, have been developed. Below we present one of them.

In this algorithm, the arcs are deleted starting with arcs having small weights. Then, step by step the arcs having more cost are deleted from the graph s_k . At each stage, calculation of all nodes extents of the graph is performed. The vertex extent is a number of the arcs connecting this vertex with all others. Therefore, the vertex k^* with maximum value will be as much as possible distant from all other nodes of the graph. As a result of this procedure, the set of vertices having maximum values s_k is formed, which will represent the most contrast points totality.

The given algorithms have the following advantages:

- since the points of relative contrast are found, even small difference in dielectric properties is manifested;
- with the use of similar procedures it is possible to find a time window where there is the largest difference between reflected signals. In this case, time samples are compared to nodes of a graph, and space points play the role of attributes; then the distance matrix $D=\{d_{ij}\}$ is calculated again, and any of the mentioned algorithms is applied.

3. Results

The method has been applied for detection of some objects located in dry sand at different depths and on the surface. The figure shows data obtained on the same test-bench. The increment along the axes is 10 cm. The reflected signal was set by 256 samples in 121-st space point. The polarization effects were simulated by direction of the moving antenna; with n -orientation a brick was aligned in parallel to the antenna movement direction, at p -orientation it was perpendicular, and at 45° under s -orientation. Each value in the Table cell characterizes the contrast degree of the

носятся к сухому кирпичу, закопанному так, что его верхняя грань располагалась на одном уровне с поверхностью песка.

given space point. The dark cells refer to dry brick burden so that its upper edge was at the same level as the sand surface.

0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	11	16	16	5	0	6	9	15	12	0
0	8	12	10	4	0	5	6	15	15	0
0	25	8	14	29	30	23	5	5	9	0
0	25	3	33	75	109	77	35	4	7	0
0	25	7	44	97	128	89	36	6	8	0
0	21	17	36	72	98	68	32	9	14	0
0	49	17	18	29	24	14	8	15	19	0
0	58	13	8	8	7	4	8	15	17	0
0	42	3	8	8	7	3	7	12	16	0
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0

a)

0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	17	28	28	11	0	11	15	25	18	0
0	13	21	19	10	0	9	10	25	24	0
0	68	14	23	47	48	38	7	9	14	0
0	67	8	50	11	166	119	51	6	11	0
0	67	13	68	15	215	158	69	8	12	0
0	31	26	57	11	171	122	64	13	21	0
0	77	25	37	58	67	41	27	22	29	0
0	91	20	21	21	19	6	12	23	26	0
0	67	4	17	17	15	4	10	18	23	0
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0

b)

0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	14	11	12	14	19	18	17	5	7	0
0	25	13	13	12	4	2	2	2	5	0
0	36	19	22	43	61	47	27	8	18	0
0	28	12	42	82	119	91	52	19	19	0
0	20	12	43	82	117	90	58	26	45	0
0	4	4	29	51	61	47	33	20	29	0
0	11	12	7	9	6	7	11	9	26	0
0	18	19	4	6	6	7	4	3	2	0
0	20	21	4	3	4	6	6	4	2	0
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0

c)

Рис. Изображение кирпича на поверхности для следующих случаев: а) в *n*-ориентации, б) в *p*-ориентации, с) в *s*-ориентации

Fig. Image of a brick on surface for the cases: a) *n*-orientation, b) *p*-orientation, c) *s*-orientation

Использование поляризованного сигнала позволяет уточнить форму объекта, его ориентацию в пространстве, являясь, тем самым, необходимым элементом для идентификации объекта.

The use of polarized signal allows to detail the objects shape and spatial orientation, being thereby the necessary part of subsurface objects identification.

Литература

- [1] Загоруйко Н.Г., Елкина В.Н., Лбов Г.С. Алгоритмы обнаружения эмпирических закономерностей. - М.: Наука, 1985, 105 с.
- [2] Айвазян С.Е., Бухштабер В.М., Енюков И.С., Мешалкин Л.Д. Прикладная статистика. - М.: Финансы и статистика, 1989, 607 с.
- [3] Г.О. Задде, С.Г. Катаев, А.И. Кусков. Региональные климатические изменения метеорологических полей. / Региональный мониторинг атмосферы. Т.4. Томск, МГП «РАСКО», 2000, стр. 11-56

References

- [1] Zagorujko N.G., Elkina V.N., Lbov G.S. Algorithms of revealing empirical regularities. Moscow, Nauka Publ., 1985, 105 p. (*in Russian*)
- [2] Ajvazjan S.E., Buhshtaber V.M., Enjukov I.S., Meshalkin L.D. Applied statistics. Moscow, Finansy i Statistika, 1989, 607 p. (*in Russian*)
- [3] G.O. Zadde, S.G. Kataev, A.I. Kuskov. Regional climatic changes of meteorological fields. Regional monitoring of atmosphere. Vol. 4. Tomsk, MGP "RASKO" Publ., 2000, pp. 11-56 (*in Russian*)

Экспериментальные исследования структуры радиосигналов в натуральных условиях на территории сибирского региона и перспективы их расширения

Г.С. Шарыгин¹, Н.Н. Бадулин²

¹ Томский университет систем управления и радиоэлектроники

634050, Томск, пр. Ленина, 40

E-mail: gssh@tusur.ru

² Сургутский государственный университет

626400, Сургут, ул. Энергетиков, 14

E-mail: bnn11@mail.ru

Статья содержит краткий обзор экспериментальных работ по изучению условий распространения УКВ, проведенных на территории Западной Сибири. Приводятся краткие сведения об имеющейся научно-экспериментальной базе и возможностях расширения исследований структуры радиосигналов в этом регионе

Краткий обзор проведенных исследований

Экспериментальные исследования распространения радиоволн УКВ диапазона и сопряженные исследования гидрометеорологических характеристик нижней атмосферы на территории Западной Сибири начались в конце 50-х гг. прошлого столетия и продолжают с перерывами до настоящего времени.

В Томске в 1958-1961 гг. сотрудниками Томского политехнического института, а в дальнейшем — Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР), были проведены исследования структуры прямых радиолокационных сигналов 3-см диапазона в условиях прямой видимости и в зоне дифракции вокруг земной поверхности на слабо пересеченной местности, покрытой лесной растительностью [1]. Исследования включали в себя длительное изучение уровня сигналов и их быстрых и медленных флуктуаций, пространственной (поперечной) корреляции уровня сигнала, углов прихода волны (в том числе с абсолютной топографической привязкой), временных и пространственных (поперечных) структурных функций фазы. Была показана

Full-scale Experimental Investigations of RF Signals Structure Over Siberian Region Territory and Their Expansion Prospects

G.S. Sharygin¹, N.N. Badulin²

¹ Tomsk University of Control Systems and Radioelectronics

Lenin Ave. 40, 634050, Tomsk, Russia

E-mail: gssh@tusur.ru

² Surgut State University

Energetikov Str. 14, Surgut, 626400, Russia

E-mail: bnn11@mail.ru

The paper presents a short review of experimental investigations of UHF wave propagation conditions over the West Siberia. There is given information concerning the equipment for experiments and opportunity to expand investigations of radiosignals structure in the area

Short review of the experiments

Experimental investigations of UHF radiowaves propagation and attendant investigations of hydro-meteorological characteristics of low-level atmosphere started in West Siberia at the end of fifties of the last century and goes on up to now.

People from Tomsk Polytechnic Institute in 1958-1961 and further from Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics (TUCSR) carried out experiments meant to investigate the structure of 3-cm band direct radar signals within line-of-sight coverage and in the diffraction zone over the cross country covered with the forest [1]. Experiments included investigation of the signal level and its fast and slow fluctuations, the spatial (cross) correlation of the signal level, angles of arrival (including absolute topography affixment), time and spatial (cross) structural phase functions. The possibility to measure arriving angles by the phase method with the error less than

практическая возможность измерения углов прихода фазовым методом с погрешностью менее одной угловой минуты на открытых и полузакрытых трассах протяженностью до 30-40 км. В последующие годы исследования были продолжены на приземных трассах большей протяженности (до 200 км).

Методика изучения пространственно-временной структуры поля прямых радиолокационных сигналов, разработанная при проведении экспериментов в районах Западной Сибири, была использована коллективом НИИ РТС ТУСУР в последующие годы при исследованиях ДТР УКВ в различных районах Советского Союза (Восточный Кавказ и северная часть Каспийского моря, северо-восточная часть Черного моря, Сахалинская область и южная часть Охотского моря), а также в центральной и северо-западной частях Тихого океана [2-7].

Сотрудниками Сибирского физико-технического института при Томском госуниверситете (СФТИ) в 80-х гг. проведен цикл исследований распространения радиоволн СВЧ диапазона в городе с изучением многолучевой структуры поля [8]. СФТИ в сотрудничестве с Отделом радиофизики Красноярского филиала СО РАН проведены также опыты по определению характеристик СВЧ сигналов, отраженных от лесных массивов.

Институтом естественных наук Бурятского филиала СО АН СССР проведены серии экспериментов по изучению ослабления, флуктуаций и поляризационных искажений сигналов СВЧ при ДТР в районах Восточной Сибири, а также при дифракции УКВ на горных массивах [9-11].

В 1978 году в Томске на базе ТУСУР, СФТИ и Института оптики атмосферы СО АН СССР была проведена 12-я Всесоюзная конференция по распространению радиоволн.

С 1990 г. в НИИ РТС ТУСУР проведена серия экспериментов по определению флуктуаций времени распространения сигналов и ошибок измерения разности моментов прихода в разнесенные пункты на различных наземных трассах длиной до 100 км [12]. Результаты этих исследований используются при проектировании наземных разностно-дальномерных навигационных систем.

Исследования поляризационных характеристик радиосигналов сантиметрового диапазона начались в ТУСУР в конце 60-х гг. и продолжаются с перерывами до настоящего вре-

мени. one angle minute over open and semi-open paths up to 30-40 km long was shown. In the following years the investigation continued over longer paths up to 200 km long.

Method of time-spatial field structure of the instant radar signals investigation, worked out in the process of experiments in West Siberia, was used by the people from the Research Institute of Radio Systems TUCSR later in experiments carried out at different regions of the USSR (Eastern Caucasus and the Northern part of the Caspian Sea, North-Eastern part of the Black Sea, Sakhalin region and the Southern part of the Sea of Okhotsk) and at the central and Northern-Western parts of the Pacific Ocean [2-7].

In the eighties, people from Siberian Physical-Engineering Institute (SPEI) at the Tomsk State University investigated UHF waves propagation in urban areas and multi-beam structure of the field [8]. SPEI in cooperation with the Physical department of the Krasnoyarsk branch of the SB RAS investigated characteristics of UHF signals scattered by forestry.

Some experimental investigations of attenuation, fluctuations and polarization distortions of UHF signals in beyond the horizon troposphere propagation (HTP) in the Eastern Siberia as well as UHF waves diffraction in the mountains were carried out by Buryat Institute of Natural Sciences (SB RAS) [9-11].

The 12-th All-Union Conference on Wave Propagation was organized by TUCSR and Institute of Atmosphere Optics of SB RAS in 1978.

Since 1990 RIRS carried out a series of experiments measuring time fluctuations of propagated signals and estimating errors of time of arrival difference at diverse points over different terrestrial paths up to 100 km long [12]. Results of investigations are used now to design ground-based time-difference navigation systems.

Investigations of polarization characteristics of X- and L-band radiosignals started in TUCSR at the end of sixties and are going on. There were investigated

мени. Исследовались как характеристики прямых радиолокационных сигналов на закрытых наземных [1] и морских [13] трассах, так и характеристики сигналов, отраженных от простых и сложных целей, а также от распределенного фона [14-16]. В результате получены исходные данные для проектирования поляризационных радиолокаторов, разработаны методы оптимальной обработки векторных сигналов [17]. Экспериментально подтверждена возможность селекции искусственных целей на сложном фоне.

Серия экспериментов по изучению распространения акустических волн в неоднородной атмосфере над земной поверхностью проведена в Институте мониторинга климатических и экологических систем СО РАН (ИМ-КЭС) [18] с помощью специально созданного оборудования. Разработан программно-аппаратный комплекс для прогноза характеристик звуковых сигналов.

Полигоны и оборудование

ТУСУР имеет радиофизические полигоны вблизи г. Томска и в Сахалинской области (южная часть Охотского моря), а также научно-экспериментальную базу непосредственно в г. Томске на высоком берегу р. Томь (рис. 1).

characteristics of the instant radar signals over hidden terrestrial [1] and sea [2, 3, 6] paths, and characteristics of signals scattered by simple and complex targets and natural distributed backgrounds [13-15]. There were formulated initial ideas for polarization radar design and worked out methods of optimal vector signal processing [16]. Possibility to select artificial targets against complex background was proved.

A series of experiments to investigate propagation of acoustic waves in heterogeneous atmosphere over the Earth surface was carried out by people from the Institute of Climatic and Ecological Systems Monitoring (ICESM) of SB RAS [17] with using specially designed equipment. There was developed hard-software complex to forecast sound signal characteristics.

Proving grounds and equipment

TUCSR has radio-physical proving grounds near Tomsk and in Sakhalin region (Southern part of the Sea of Okhotsk) and the research sight in Tomsk at the steep bank of the river Tom (Fig. 1).

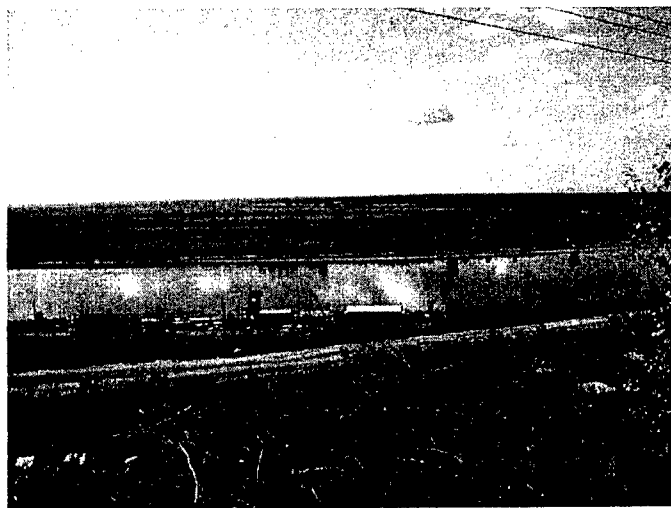


Рис.1. Типичная картина Сибирского ландшафта. Вид с правого берега р. Томь в окрестностях Томска (высота 40 м над уровнем воды). Местность покрыта хвойным и лиственным лесом.

Fig. 1. A typical view of Siberian landscape. View from right shore of Tom river in the vicinity of Tomsk (40 m height above river level). The area is covered with coniferous and deciduous forest

Полигоны оборудованы установками для автоматизированных измерений пространственно-временной и поляризационной структуры прямых и отраженных радиолокационных сигналов (см. рис. 2 и 3) и измерений разности времени прихода сигналов в разнесенные пункты в диапазонах 3 и 10 см. Измерения возможны как на трассах прямой видимости, так и на закрытых трассах большой протяженности. Разработана система калибровки аппаратуры [19]. Геоинформационная система позволяет адаптировать измерения к рельефу местности.

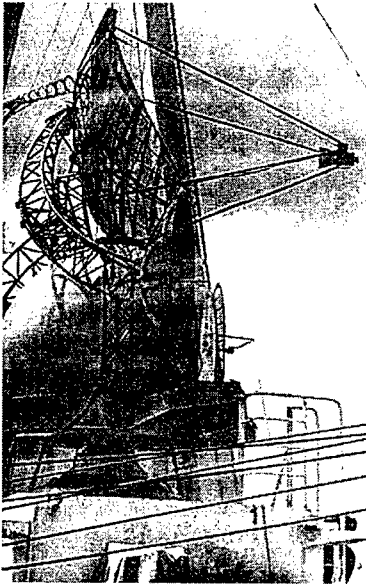


Рис. 2. Экспериментальная установка ТУСУР на научно-исследовательском судне «Академик Ширшов»
Fig. 2. Experimental setup of TUCSR installed on research ship «Academician Shirshov»

Сургутский госуниверситет имеет оборудование для поляризационных измерений отраженных радиолокационных сигналов в диапазоне 3 см на коротких трассах прямой видимости.

ИМКЭС СО РАН имеет полигон вблизи г. Томска, оборудованный установками для исследования распространения акустических

The proving grounds are equipped with devices for automated measurements of time-spatial structure of instant and backscattered radar signals (Fig. 2 and Fig. 3), for measuring arrival time difference of signals ($\lambda=3$ and 20 cm) received in diverse points. Measurements are possible over line-of-sight and hidden long paths. System for calibration of the equipment was designed [18]. The available geo-information system allows to adapt the measurements to the locality relief.

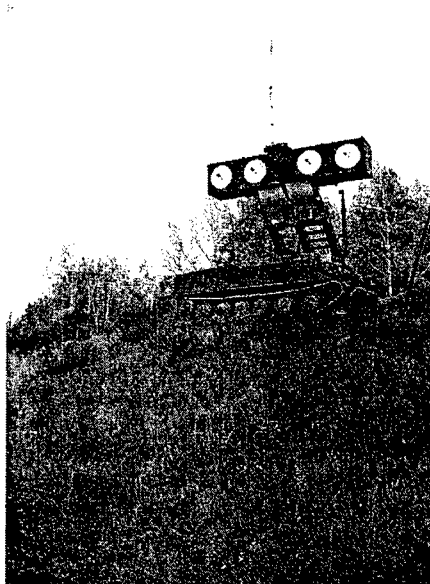


Рис. 3. Экспериментальная установка ТУСУР для исследования фазовой и поляризационной структуры прямых РЛ сигналов в диапазоне 3 см на полигоне вблизи Томска
Fig. 3. Experimental setup of TUCSR intended for investigations of phase and polarization structure of direct radar signals in X-band on test range near to Tomsk

Surgut State University has equipment for polarization measurements of X-band signals scattered over short line-of-sight paths.

ICESM SB RAS also have a proving ground near Tomsk equipped with devices to investigate propagation of acoustic

сигналов, а также приборы и оборудование для дистанционного измерения профилей метеорологических элементов и скорости ветра в нижней атмосфере.

Отдел радиофизики Красноярского филиала СО РАН имеет возможность проведения радиолокационных измерений в лесном массиве с вышки, возвышающейся над лесом.

Бурятский филиал РАН имеет научно-экспериментальную базу на юго-восточном берегу оз. Байкал.

Возможности расширения экспериментальных работ

Научно-экспериментальная база позволяет существенно расширить экспериментальные работы в области поляризационной радиолокации. Могут быть проведены следующие исследования:

- испытания и калибровка поляризационных РЛС и макетов, используемых для определения матриц рассеяния целей;
- экспериментальное определение полных матриц рассеяния различных искусственных объектов для одно- и двухпозиционной радиолокационной схемы в зависимости от ракурса цели; создание соответствующей базы данных;
- экспериментальное определение матриц рассеяния естественных распределенных целей различного характера (*поле, лес, болото, речная долина* и др.) в летних и зимних условиях в зависимости от угла падения волны и размера элемента разрешения РЛС;
- экспериментальное определение матриц рассеяния метеорологических объектов (*дождь, снег, град, различные виды облачности* и др.);
- экспериментальная проверка адекватности используемых и предложенных математических моделей сложных радиолокационных целей для векторных сигналов;
- экспериментальная проверка разрабатываемых в настоящее время методов корректного (одновременного) определения всех элементов матриц рассеяния;
- экспериментальное определение возможности обнаружения объектов с невязными свойствами;
- экспериментальное определение поляризационных характеристик прямых радиолокационных сигналов и матриц передачи канала распространения в зависимости

сигналов и с приборами для дистанционного измерения профилей метеорологических элементов и скорости ветра в нижней атмосфере.

Radio-physical Department of Krasnojarsk branch of SB RAS has the opportunity to measure radar signals in the forest from high tower above trees.

Burjat branch of SB RAS also has a proving ground at the Baikal Lake bank.

Possibilities to expand the experiments

The existing experimental resources allows to expand investigations in the field of polarization radar. It is possible to carry out the following experiments:

- tests and calibration of polarization radars and prototypes used for BSM measurements of radar targets;
- experimental measurements of complete BSMs of different artificial targets in mono- and bi-static configurations depending on target aspect angle; creation of radar data base;
- seasonal experimental measurements of BSMs of different natural targets (*field, forest, swamp, river valley, and etc.*) depending on incident angle and dimensions of radar resolution cell;
- experimental measurements of BSMs of weather objects (*rain, snow, hail, different clouds systems* and etc.);
- experimental verification of validity of used and suggested math models of complex radar targets for vector signals;
- experimental verification of new methods of correct concurrent measurements of BSM elements;
- experimental evaluation of a possibility to detect nonreciprocal radar objects;
- experimental measurements of polarization characteristics of direct radar signals and transfer matrices of propagation channel depending on

от характера трассы и углов закрытия, длины волны, ориентации и ширины луча передающей и приемной антенн и других условий.

path nature and takeoff angles, wavelength, orientation and width of the transmitting and receiving antennas pattern and other conditions.

Литература

References

- [1] Шарыгин Г.С., Полищук Ю.М., Лесков Н.М., Слюсарчук В.Ф. Экспериментальное исследование структуры электромагнитного поля при распространении радиоволн сантиметрового диапазона над земной поверхностью. - Томск: Изд-во ТГУ, 1970
- [2] Шарыгин Г.С. Статистическая структура поля УКВ за горизонтом. - М.: Радио и связь, 1983
- [3] G.S. Sharygin, L.I. Sharygina. Identification of troposphere propagated radar signals by the coherence parameter for the algorithmic adaptation of the passive locating radars // Proc. of ISAR'96. Vol.2, 1996, Chiba, Japan, pp. 301-304
- [4] V.A. Khlusov, M.V. Krutikov, G.S. Sharygin, M.E. Rovkin. Measurement of Invariant Parameters of Jones Matrix of Tropospheric Channel // Proc. of the Fourth International Workshop on Radar Polarimetry. Nantes, July 13-17, 1998. IRESTE, France, pp. 343-349
- [5] Шарыгин Г.С. 40 лет исследований ТУСР в области радиолокации и распространения радиоволн // Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. Том 4. Радиотехнические системы и распространение радиоволн. Сборник научных трудов. - Томск: ТУСУР, 2000, стр. 3-13
- [6] Радиоклиматический тропосферный атлас Тихого океана. - Томск: ТУСУР, 2000
- [7] Библиография научных трудов сотрудников кафедры радиотехнических систем и отдела (лаборатории) радиотехнических систем Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники // Доклады ТУСУР. Том 4. - Томск: ТУСУР, 2000, стр. 196-219.
- [8] Доклады международных научных симпозиумов «Распространение радиоволн в городе» и «Конверсия науки — международному сотрудничеству». Томск, 2-4 сентября 1997 г. - Томск: ТУСУР, 1997
- [9] Распространение ультракоротких радиоволн в условиях гористой местности. Труды Бурятского института естественных наук. Вып. 1. Улан-Удэ: Бурятское книжное изд-во, 1968
- [10] Исследование распространения ультракоротких радиоволн в Забайкалье.
- [1] Sharygin G.S., Polishchuk Ju.M., Leskov N.M., Sljusarchuk V.F. Experimental investigation of EM field structure in cm-band radiowaves propagation over the Earth surface. Tomsk, TGU Publ., 1970, (*in Russian*)
- [2] Sharygin G.S. Statistical structure of UHF field beyond-the-horizon. Moscow, Radio and Svjaz Publ., 1983, (*in Russian*)
- [3] Sharygin G.S. 40 years of TUCSR research in the field of radar and wave propagation. TUCSR Reports, Vol. 4. Radioengineering systems and radiowaves propagation. Tomsk, TUCSR Publ, 2000, pp. 3-13 (*in Russian*)
- [4] Troposphere Radioclimatic Atlas of the Pacific Ocean. Tomsk, TUCSR Publ., 2000
- [5] Bibliography of RIRS TUCSR staff. TUCSR Reports, Vol.4. Radioengineering systems and radiowaves propagation. Tomsk, TUCSR Publ., 2000, pp. 196-210 (*in Russian*)
- [6] Reports of International Symposia "Urban wave propagation" and "Science conversion to the international cooperation". Tomsk, 2-4 September, 1997. Tomsk, TUCSR Publ., 1997. (*in Russian*)
- [7] UHF wave propagation in the mountains. Trans. of Buryat Inst. of Natural Sciences. Iss.1. Ulan-Ude, Buryat Book Publ., 1968 (*in Russian*)
- [8] Investigation of UHF wave propagation in Zabaikalje. Trans. of Buryat

- Труды Бурятского ин-та естественных наук. Вып.6. - Улан-Удэ: Бурятское книжное изд-во, 1970
- [11] Всесоюзное совещание по приземному распространению радиоволн и электромагнитной совместимости. Тезисы докладов. - Улан-Удэ: Институт естественных наук СО АН СССР, 1990
- [12] Денисов В.П., Крутиков М.В., Лебедев В.Ю., Мещеряков А.А., Ровкин М.Е., Осипов М.В. Исследования НИИ РТС в области распространения сантиметровых радиоволн на наземных трассах // Труды 2-й Всеросс. научно-техн. конф. по проблемам создания перспективной авионики. Томск, 15-17 апреля 2003 г. - Томск: ТУСУР, 2003, стр. 199-201
- [13] Хлусов В.А. Моноимпульсное измерение поляризационных параметров радиолокационных объектов. Канд. диссертация. - Томск: ТИАСУР, 1989
- [15] V.A. Khlusov, M.V. Krutikov, G.S. Sharygin, M.E. Rovkin. Measurement of Invariant Parameters of Jones Matrix of Tropospheric Channel. Proc. of the 4-th Int. Workshop on Radar Polarimetry. Nantes, July 13-17, 1998. IRESTE, France, pp. 343-349
- [16] V.A. Butko, V.A. Khlusov, L.I. Sharygina. Polarization and Spectral Characteristics of Radar Signals Reflected by Sea-Surface. Collected articles: Wave Propagation, Scattering and Emission in Complex Media. Beijing, China: Science Press; Singapore: World Scientific Publishing Co. Pte. Ltd., 2004, pp. 134-138
- [17] V.A. Klushov, L.P. Ligthart, G.S. Sharygin. Principles of simultaneous measuring the radar objects' full scattering matrix. Proc. MIKON'02. Vol.1. Gdansk, Poland, 2002, pp. 155-158
- [18] Красненко Н.П. Акустическое зондирование атмосферного пограничного слоя. - Томск: Изд-во «Водолей», 2001
- [19] V.A. Khlusov, G.S. Sharygin, L.P. Ligthart, V.I. Karnychev. Calibration of full-polarization radar. Proc. MIKON-2004. Warsaw, Poland, May 17-19, 2004. Proceedings, vol. 3. pp. 1087-1090
- Inst. of Natural Sciences. Iss.6. Ulan-Ude, Buryat Book Publ., 1970 (*in Russian*)
- [11] All-Union meeting on ground-based wave propagation and electromagnetic compatibility. Abstracts. Ulan-Ude, Buryat Inst. of Natural Sciences SB RAS, 1990 (*in Russian*)
- [12] Denisov V.P., Krutikov M.V., Lebedev V.Ju., Meshcherjakov A.A., Rovkin M.E., Osipov M.V. RIRS research in the field of cm-wave propagation over terrestrial paths. Trans. of the 2-nd Conference on design problems of modern avionics. Tomsk, 15-17 April 2003. Tomsk, TUCSR Publ., 2003, pp. 199-201 (*in Russian*)
- [13] Khlusov V.A. Single-Pulse meters of radar objects' polarization parameters. Cand. of Tech. Sci. Thesis, Tomsk, TIACSR, 1989 (*in Russian*)
- [18] Krasnenko N.P. Acoustic sounding of atmosphere boundary layer. Tomsk, Vodoley Publ., 2001 (*in Russian*)

Содержание

Contents

Научные исследования и научный потенциал Сургутского государственного университета (Scientific Research and Potential of Surgut State University) <i>Н.Н. Бадулин, И.И. Плюснин</i> (<i>N.N. Badulin, I.I. Pljusnin</i>)	10
Dual Polarized Patch Antenna for Branch Correlation Measurements in an Indoor Raleigh Fading Channel utilizing Polarization Diversity (Плоская антенна с двумя поляризациями для корреляционных измерений канала с релеевским замиранием внутри помещения и поляризационным разносом) <i>М. Hajian, L.P. Ligthart, F. van de Zwan, A. Buke</i> (<i>М. Хайян, Л.П. Литхарт, ван де Зван, А. Бьюк</i>)	16
Поляризационные эффекты при нелинейной радиолокации (Polarization Effects in Nonlinear Radar) <i>А.И. Козлов, А.И. Логвин, Д.В. Колядов</i> (<i>A.I. Kozlov, A.I. Logvin, D.V. Kolyadov</i>)	26
Recent Advances in Fully Polarimetric POL-DIFF-IN-SAR Sensing and Imaging with Applications to Geodynamic Stress-Change Monitoring (Последние достижения полностью поляриметрического POL-DIFF-IN-SAR зондирования и формирования изображения для мониторинга геодинамических изменений) <i>W.-M. Boerner, J.J. Morisaki, E. Luneburg</i> (<i>В.-М. Бёрнер, Й.Дж. Морисаки, Э. Люнебург</i>)	32
Поляризационные бистабильные оптические устройства (Polarization Bistable Optical Devices) <i>В.А. Табарин</i> (<i>V.A. Tabarin</i>)	40
User Collusion for Joint Utilization of Electromagnetic Frequency Bands in Radar Remote Sensing: Frequency Allocation, Interference Reduction and Security Threat Mitigation – A State-of-the-Art Overview (Конфликт интересов потребителей при совместном использовании частотных диапазонов в задаче дистанционного РЛ зондирования: распределение частот, уменьшение помех и снижение угрозы безопасности – Обзор современного состояния) <i>W.-M. Boerner, J.J. Morisaki, E. Luneburg</i> (<i>В.-М. Бёрнер, Й.Дж. Морисаки, Э. Люнебург</i>)	46
Сверхширокополосная радиополяриметрия (UWB Radio Polarimetry) <i>В.А. Сарычев, Е.Л. Барсукова</i> (<i>V.A. Sarychev, E.L. Barsukova</i>)	56

Совместная оценка координатных и поляризационных параметров радиолокационных объектов (Joint Estimation of Coordinate and Polarization Parameters of Radar Objects) <i>В.А. Хлусов</i> (V.A. Khlusov)	67
Экспериментальные исследования поляризационных характеристик облаков и осадков (Experimental Researches of Polarization Characteristics of Clouds and Precipitation) <i>Ф.И. Яновский, И.М. Браун</i> (F.I. Yanovsky, I.M. Braun)	80
Лазерное поляризационное зондирование облаков верхнего яруса (Laser Polarization Sounding of High-Level Clouds) <i>И.В. Самохвалов, Б.В. Кауль</i> (I.V. Samokhvalov, B.V. Kaul)	88
Численное моделирование обратного рассеяния сложных объектов Modelling Results of Complex Objects Backscattering <i>А.С. Сурков</i> (A.S. Surkov)	95
Экспериментальные исследования поляризационной структуры заднего и бокового излучения сканирующей РЛС (Experimental Investigations of Polarization Structure of Backward and Sideward Radiation of Scanning Antenna) <i>В.П. Денисов, М.В. Крутиков, А.А. Мещеряков, М.В. Осипов</i> (V.P. Denisov, M.V. Krutikov, A.A. Mescherjakov, M.V. Osipov)	103
Характеристики бокового излучения зеркальных антенн (Characteristics of Sideward Radiation of Reflector Antennas) <i>Б.П. Дудко, А.А. Мещеряков</i> (B.P. Dudko, A.A. Mescherjakov)	111
Оценка точности измерения интенсивности дождя радиолокационными способами (Accuracy Estimation of Rain Intensity Measurement by Radar Techniques) <i>Н.Н. Бадулин, С.В. Матвееenko</i> (N.N. Badulin, S.V. Matveenko)	117
Повышение отношения сигнал/шум за счет адаптивного управления поляризацией коротких радиоволн при передаче дискретных сообщений (Increase of S/N Ratio Due to Adaptive Control of HF Waves Polarization Under Transmitting Discrete Information) <i>Г.Я. Шайдунов, В.Н. Тяпкин, В.А. Леусенко, Е.В. Сомов, А.Н. Юрковец</i> (G.Ya. Shajdurov, V.N. Tjapkin, V.A. Leusenکو, E.V. Somov, A.N. Yurkovets)	121

РЛ характеристики и особенности поляризационной структуры рассеянного ЭМ поля некоторых РЛ целей и устройств управления рассеянием ЭМ волн (Radar Characteristics and Polarization Structure Peculiarities of EM Field Scattered by Some Radar Targets and EM Wave Scattering Control Devices) Г.В. Анцев, Е.Л. Капылов, В.М. Шкиль (G.V. Antsev, E.L. Kapulov, V.M. Shkil)	129
Оптический поляризационный бистабильный элемент на ячейке Фарадея (Optical Polarization Bistable Element Based on Faraday Cell) В.А. Табарин (V.A. Tabarin)	133
Внутррезонаторное фарадеевское вращение (Intracavity Faraday Rotation) С.Д. Демьянцева, В.А. Табарин (S.D. Demjantseva, V.A. Tabarin)	137
Поляризационный модулятор излучения He-Ne лазера (Polarization Modulator of He-Ne Laser Radiation) В.А. Табарин, Г.А. Шадрин (V.A. Tabarin, G.A. Shadrin)	142
On the Forward Scatter Alignment and the Back Scatter Alignment Conventions of Bi-Static Radar Polarimetry (О соглашениях по ориентации систем координат при обратном рассеянии и рассеянии вперед в двухпозиционной РЛ поляриметрии) W.-M. Boerner, E. Luneburg, J.J. Morisaki (В.-М. Бёрнер, Э. Люнебург, Й.Дж. Морисаки)	148
Локационное зондирование снежных покровов (Location Sounding of Snow Covers) А.М. Суханюк (мл.), Е.Л. Шошин (A.M. Sukhanjuk Jr., E.L. Shoshin)	153 155
Экспериментальное исследование матриц обратного рассеяния радиолокационных объектов (Experimental Investigations of Backscattering Matrices of Radar Objects) В.А. Бутько, В.А. Хлусов (V.A. Butko, V.A. Khlusov)	159
On the Rigorous Introduction of the Lexicographic and the Pauli-Basis Covariance Matrices in Polarimetric Radar and SAR Imaging (О строгом введении ковариационных матриц лексикографической и на базе матриц Паули) при отображении в поляриметрической радиолокации и SAR) W.-M. Boerner, E. Luneburg, J.J. Morisaki (В.-М. Бёрнер, Й.Дж. Морисаки, Э. Люнебург)	165

Применение ортогональных ЛЧМ и ФКМ сигналов в поляризационных РЛС с одновременным измерением матрицы обратного рассеяния (Use of Orthogonal LFM and PSK Signals in Polarization Radars with Simultaneous Measurement of Backscattering Matrix) <i>Д.М. Носов</i> <i>(D.M. Nosov)</i>	171
Имитационное моделирование итерационной процедуры подавления боковых лепестков сложных сигналов, отраженных от пространственно-распределенных радиолокационных объектов (Simulation of the Iterative Procedure for Side Lobes Suppression of Compound Signals Reflected from Spatially Distributed Radar Objects) <i>Г.П. Бабуры, В.А. Хлысов</i> <i>(G.P. Babur, V.A. Khlusov)</i>	182
Пространственно-временная матрица неопределенности для поляризационной РСА (Space-Time Ambiguity Matrix For Polarimetric SAR) <i>Д.В. Пурик, Г.С. Шарыгин</i> <i>(D.V. Purik, G.S. Sharygin)</i>	190
Технические ограничения при реализации алгоритмов обработки сложных сигналов в поляризационных РЛС (Engineering Constraints in Implementation of Compound Signals Processing Algorithms In Polarization Radars) <i>М.Е. Ровкин</i> <i>(M.E. Rovkin)</i>	197
Концепция цифрового приемника и математическое обеспечение обработки данных в РЛС с полным поляризационным зондированием (Digital Receiver Concept and Software for Data Processing in Complete Polarization Analysis Radar) <i>М.Е. Ровкин, А.С. Сурков, Д.М. Носов</i> <i>(M.E. Rovkin, A.S. Surkov, D.M. Nosov)</i>	204
Некогерентная поляризационная РЛС для измерения матрицы рассеяния цели (Noncoherent Polarization Radar Intended for Measurement of Scattering Matrix) <i>М.В. Головачев, Н.Ю. Калугин, А.В. Кочетов</i> <i>(M.V. Golovachev, N.Yu. Kalugin, A.V. Kochetov)</i>	211
Отображение РЛ информации на экране цветного дисплея поляризационного радиолокатора (Radar Data Imaging on Color Display of Polarization Radar) <i>М.В. Головачев, Н.Ю. Калугин, А.В. Кочетов</i> <i>(M.V. Golovachev, N.Yu. Kalugin, A.V. Kochetov)</i>	214

Внешняя калибровка радиолокационных поляриметров с применением невзаимных искусственных отражателей (Extenal Calibration of Radar Polarimeters with Using Nonreciprocal Artificial Reflectors) <i>А.М. Суханюк (ср.), Е.Л. Шошин</i> (<i>A.M. Sukhanjuk Sr., E.L. Shoshin</i>)	218
Оптимальное обнаружение радиолокационных целей по поляризационным признакам с применением искусственных нейронных сетей (Optimum Detection of Radar Targets by Means of Polarization Signatures with Application of Artificial Neural Networks) <i>В.В. Рыжаков</i> (<i>V.V. Ryzhakov</i>)	226
Алгоритмы обнаружения малоконтрастных объектов из данных подповерхностного зондирования (Detection Algorithms of Low Contrast Objects with Data of Subsurface Sounding) <i>В.В. Загоскин, В.Н. Ильюшенко, С.Г. Катаев, В.Н. Чернышов</i> (<i>V.V. Zagoskin, V.N. Iljushenko, S.G. Kataev, V.N. Chernyshov</i>)	232
Экспериментальные исследования структуры радиосигналов в натурных условиях на территории сибирского региона и перспективы их расширения (Full-scale Experimental Investigations of RF Signals Structure Over Siberian Region Territory and Their Expansion Prospects) <i>Г.С. Шарыгин, Н.Н. Бадулин</i> (<i>G.S. Sharygin, N.N. Badulin</i>)	238

Научное издание

Сибирский поляризационный семинар
СибПол 2004
7-9 сентября 2004 г.
Сургут, Россия
Доклады

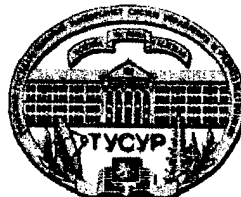
Подписано в печать 24.08.04. Гарнитура Times New Roman.
Формат 70x108/16. Бумага офсетная. Печать офсетная.
Усл. печ. л. 21,88. Уч.-изд. л. 21,70. Тираж 150. Заказ № 1737.

Издано в Томском государственном университете
систем управления и радиоэлектроники
Томск, пр. Ленина. 40

Отпечатано в ОГУП «Асиновская типография»
Асино, ул. Проектная, 22



Сургутский государственный университет



**Томский государственный университет
систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)**



**Европейский офис
аэрокосмических научно-исследовательских работ**



Делфтский университет технологии (TUDelft)



**Международный исследовательский центр
телекоммуникаций, излучения и радиолокации (IRCTR, TUDelft)**



НИИ радиотехнических систем (ТУСУР)